ANNO XXXIX - GIUGNO 1967 - Gruppo III
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
6
LIRE 500

dott. ing. Alessandro Banfi

Vitalità della Radio e stanchezza della TV

Quando, una quindicina di anni or sono, la TV si affacciò imperiosa alla ribalta dello spettacolo collettivo, furono in molti a preconizzare un inevitabile declino della Radio.

E tali previsioni si rivelarono fondate, durante il tumultuoso sviluppo della TV nei suoi primi dieci anni di vita.

Ma il confronto diretto e prolungato non ha, in realtà messo in soggezione la Radio, anzi ha messo in rilievo numerose sue caratteristiche esclusive e di notevole importanza dal lato psicologico.

S'era detto infatti che la TV, interessando contemporaneamente i due sensi della vista e dell'udito ed integrandoli vicendevolmente, perfezionasse, potenziandole, le facoltà percettive dell'individuo spettatore.

Ma se questo è incontestabilmente vero, non è perciò men vero, che la soggezione continua e prolungata di tali due sensi, ingenera nell'individuo una diffusa sensazione di disagio e di tensione spirituale. In altre parole, la ricezione di uno spettacolo televisivo è psichicamente affaticante.

Molti infatti accusano lievi mal di capo o stanchezza visiva dopo una prolungata ricezione televisiva.

La ricezione radiofonica invece va considerata sotto tutt'altro aspetto.

Interessando il solo senso dell'udito, la radio non soggioga totalmente lo individuo, anzi costituisce una forma di "relax" incomparabile.

L'ascoltatore non avendo più impegnato in modo esclusivo il senso della vista, subisce una salutare distensione psichica, tanto più efficace e sensibile se le condizioni di ascolto sono favorevoli e cioè intensità sonora moderata e genere di musica gradevole.

E sotto quest'ultimo aspetto va considerata l'attuale grande popolarità della filodiffusione e dell'alta fedeltà musicale.

Ma anche, indipendentemente da questo sottile gioco psicologico fra radio e televisione, è da tener presente una circostanza che per una strana coincidenza provoca già da qualche tempo uno spostamento delle preferenze dei teleabbonati verso la radio.

Vogliamo alludere ai programmi messi in onda dalla RAI, che mentre nel settore Radio sono decisamente ricchi di iniziative, vivacità ed interesse generale, nel settore TV risentono di un senso di pesantezza e di stanchezza. La Radio sta dando nel campo programmistico una brillante lezione alla TV, che per contro dispone di mezzi pratici ed economici enormemente superiori.

E ciò dimostra ancora una volta che il successo e la validità dei programmi trasmessi sia dalla Radio che dalla TV non dipendono sostanzialmente dai mezzi finanziari a disposizione bensì dalle doti artistiche e creative dei preposti a tale arduo compito.

A. Banfi

dott. ing. G. **Kuhn**

Un modulatore stereo universale per manutenzione e dimostrazioni

Radioricevitori provvisti di decoder e indicatore di trasmissione stereofonica vanno posti in vendita accuratamente tarati, e richiederanno in seguito un servizio di manutenzione.
Non essendo le trasmissioni stereofoniche irradiate continuamente, è inoltre interessante poter dare al cliente in qualsiasi momento una dimostrazione del funzionamento di un ricevitore stereofonico.
L'apparecchio che si descrive permette tutte queste cose.

Il modulatore stereo tipo 76.011 è un apparecchio da laboratorio, completamente transistorizzato, realizzato dalla Loewe-Opta grazie all'esperienza di questa ditta nella realizzazione di modulatori per trasmettitori a onde ultracorte. Esso non serve solo come strumento di messa a punto, ma anche come sorgente di programmi musicali stereo ad alta fedeltà per dimostrazioni. Il segnale composito stereo ad alta frequenza è prodotto con un semplice sistema multiplex a suddivisione di tempo. In pratica, mediante una subportante a 38 kHz, si apre il passaggio all'uno o all'altro dei due canali a bassa frequenza. Questo processo fornisce il segnale multiplex che si può considerare un'onda quadra a 38 kHz, modulata in ampiezza, il cui inviluppo superiore e inferiore corrisponde ai due canali a bassa frequenza. Successivamente in questo segnale si sopprime la portante a 38 kHz, e si introduce una così detta frequenza pilota a 19 kHz.

La soppressione della portante ha lo scopo di non originare disturbi se l'emissione stereo è captata su un ricevitore mono. La frequenza pilota, che deve avere un'ampiezza e una fase ben definita, è quella che permette, nel decoder del ricevitore, la precisa separazione dei due canali a bassa frequenza.

Fig. 1 - Schema a blocchi del multiplexer del modulatore 76 011 della Loewe Opta.

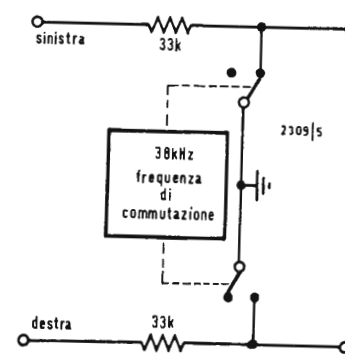



Fig. 2 - Principio del modulatore a suddivisione di tempo.

1. - SCHEMA A BLOCCHI DEL MODULATORE

La fig. 1 mostra come questo segnale è prodotto nel modulatore Loewe-Opta ed accoppiato ad un generatore a onde ultra-corte.

All'ingresso dei due canali (destro e sinistro) sono presenti due filtri passa-basso con frequenze di taglio a 19 kHz.

Lo scopo di questi filtri è di eliminare ogni armonica dello spettro a bassa frequenza che potrebbe più tardi interferire con la frequenza pilota. In fig. 1 si suppone che il canale di destra sia costituito da un'onda sinusoidale di frequenza tripla di quella costituente il canale di sinistra.

I filtri sono seguiti da due amplificatori per aggiustare i livelli reciproci, i quali introducono pure la pre-enfasi richiesta. Appresso viene il modulatore, costituito da un generatore a 38 kHz e due modulatori ad anello, a diodi. I segnali dei canali di destra e sinistra sono trasformati in successione di impulsi a 38 kHz, la cui ampiezza è proporzionale all'ampiezza istantanea del relativo segnale. Nel successivo stadio sommatore questi impulsi sono mescolati, e ad essi si aggiunge la frequenza pilota a 19 kHz. Il segnale multiplex è così completo, ed i suoi due inviluppi rappresentano i due canali.

Un successivo amplificatore permette di aggiustarne l'ampiezza.

Un filtro passa-basso con frequenza di taglio a 53 kHz elimina tutte le armoniche introdotte dalla modulazione a 38 kHz. Questo segnale è disponibile per provare per esempio un decoder, ma è anche inviato ad un generatore ad onde ultra-corte accordato su 101 MHz, per permettere di provare in blocco un ricevitore stereo, entrando con il segnale direttamente sulla presa di antenna. Il generatore può essere aggiustato su 101 MHz ± 1 MHz per liberarsi di eventuali interferenze locali.

Un voltmetro di picco indica l'ampiezza del segnale multiplex, ovvero l'escur-

Fig. 3 - Modulatore a ponte di diodi e mescolatore.

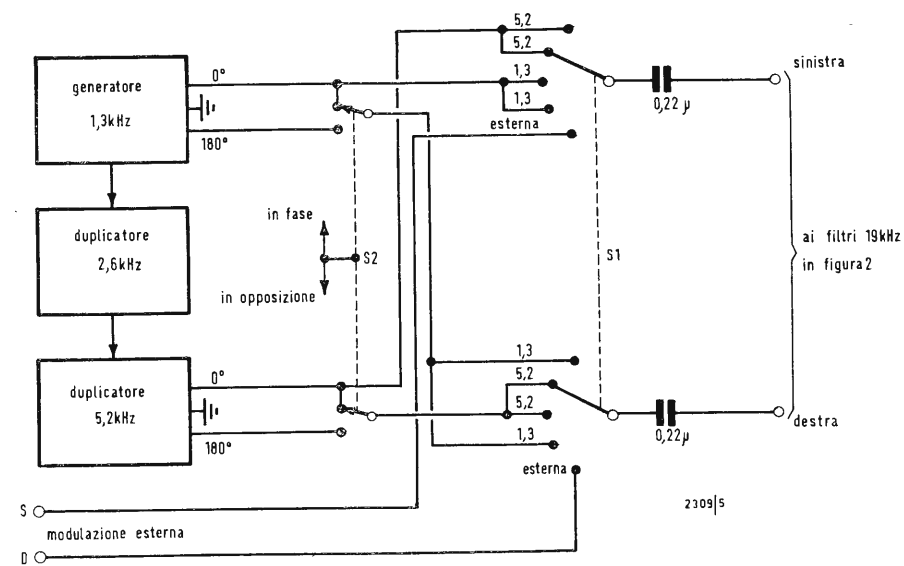



Fig. 4 - Possibilità di modulazione interna ed esterna.

Tabella 1 - Funzionamento del commutatore S1:

Posizione	Sinistra	Destra
1	5,2	1,3 kHz
2	5,2	5,2 kHz
3	1,3	5,2 kHz
4	1,3	1,3 kHz
5	(modulazione esterna)	

sione di modulazione del generatore, che può essere variata fra 0 e 100 kHz.

2. - FUNZIONAMENTO DEL MODULATORE A 38 kHz

In fig. 2 è indicato il principio di funzionamento della modulazione multiplex a suddivisione di tempo. In pratica ogni canale è successivamente cortocircuitato al ritmo della sub-portante a 38 kHz. Cioè, ad ogni semionda a 38 kHz un canale ha libero passaggio, mentre l'altro è bloccato (cortocircuitato).

Entrambi i segnali sono pertanto trasformati in impulsi a 38 kHz.

In fig. 3 è riportato lo schema del modulatore. I ponti a diodi realizzano gli interruttori schematizzati in fig. 2. Per ogni semionda, uno dei ponti ha i quattro diodi in conduzione e l'altro ha i quattro diodi all'interdizione. Alla semionda successiva, la situazione è invertita.

Il ponte che conduce cortocircuita a massa il segnale relativo, mentre il ponte all'interdizione non ha alcun effetto sul segnale che si trova pertanto applicato al successivo stadio amplificatore.

I potenziometri semifissi servono a compensare le asimmetrie dei diodi e del circuito.

Modulatori ad anello di questo tipo realizzano già di per sè una buona soppressione della portante: nel caso cioè che i due segnali a bassa frequenza siano entrambi nulli, anche l'uscita è praticamente nulla, a meno di un residuo di portante dovuto ad asimmetrie non compensabili.

Negli emettitori dei due stadi che seguono si effettua la mescolazione dei due treni di impulsi. Col potenziometro da 10 kΩ si portano le ampiezze allo stesso valore (supponendo che all'ingresso siano applicati segnali di uguale ampiezza).

Con P2 si dosa l'ampiezza della frequenza pilota a 19 kHz. Col potenziometro P1 si introduce una certa quantità di sub-portante a 38 kHz in opposizione di fase col residuo di modulazione di cui si è parlato prima, con lo scopo di sopprimere questo residuo al limite del possibile.

3. - MODO DI FUNZIONAMENTO

Il modulatore può venire alimentato esternamente con un programma stereofonico proveniente da nastro magnetico o disco. Inoltre due frequenze fisse di modulazione sono incorporate nello strumento (1,3 e 5,2 kHz). Queste frequenze possono essere introdotte separatamente o insieme in varie combinazioni, come appare dalla fig. 4.

La frequenza di 5,2 kHz è ottenuta raddoppiando due volte la frequenza di 1,3 kHz. Entrambe le frequenze sono disponibili con 180° di differenza di fase. Le combinazioni possibili sono riassunte nella tabella 1.

Inoltre le fasi possono a piacimento essere rovesciate nell'uno o nell'altro canale. Così pure le ampiezze possono essere regolate indipendentemente sui

due canali, e controllate con il voltmetro di picco.

4. - GENERATORE DELLA FREQUENZA PILOTA

La frequenza pilota riveste un ruolo importante nel funzionamento di un decoder. È da essa che si ricava nel decoder la sub-portante a 38 kHz necessaria per la demodulazione.

Nel modulatore che stiamo descrivendo la frequenza pilota a 19 kHz e la sub-portante a 38 kHz sono ottenute dal circuito rappresentato in fig. 5.

Il generatore della frequenza pilota è controllato a quarzo, con una stabilità di ±2 Hz. Dalla frequenza pilota a 19 kHz, mediante un duplicatore a diodi, è ricavata la sub-portante a 38 kHz. La fondamentale è attenuata da un semplice circuito R-C, ed il transistore T2 è uno stadio amplificatore selettivo a 38 kHz, che alimenta il modulatore vero e proprio e fornisce una tensione di compensazione regolabile in fase ed ampiezza per perfezionare la soppressione della portante.

Lo stadio T3 è un amplificatore selettivo a 19 kHz, seguito da uno stadio amplificatore-sfasatore T4 e uno stadio di uscita T5. La frequenza pilota per il modulatore è quindi regolabile in fase ed ampiezza, ed è anche disponibile esternamente per misure.

Il modulatore completo fa uso di 26 transistori e 17 diodi. Nonostante le sue estese possibilità, l'impiego è estremamente semplice. Esso permette ogni messa a punto che possa essere richiesta da un decoder, ed in più consente di dare dimostrazioni stereofoniche con radioricevitori in qualsiasi momento, anche in assenza di trasmissioni.

A

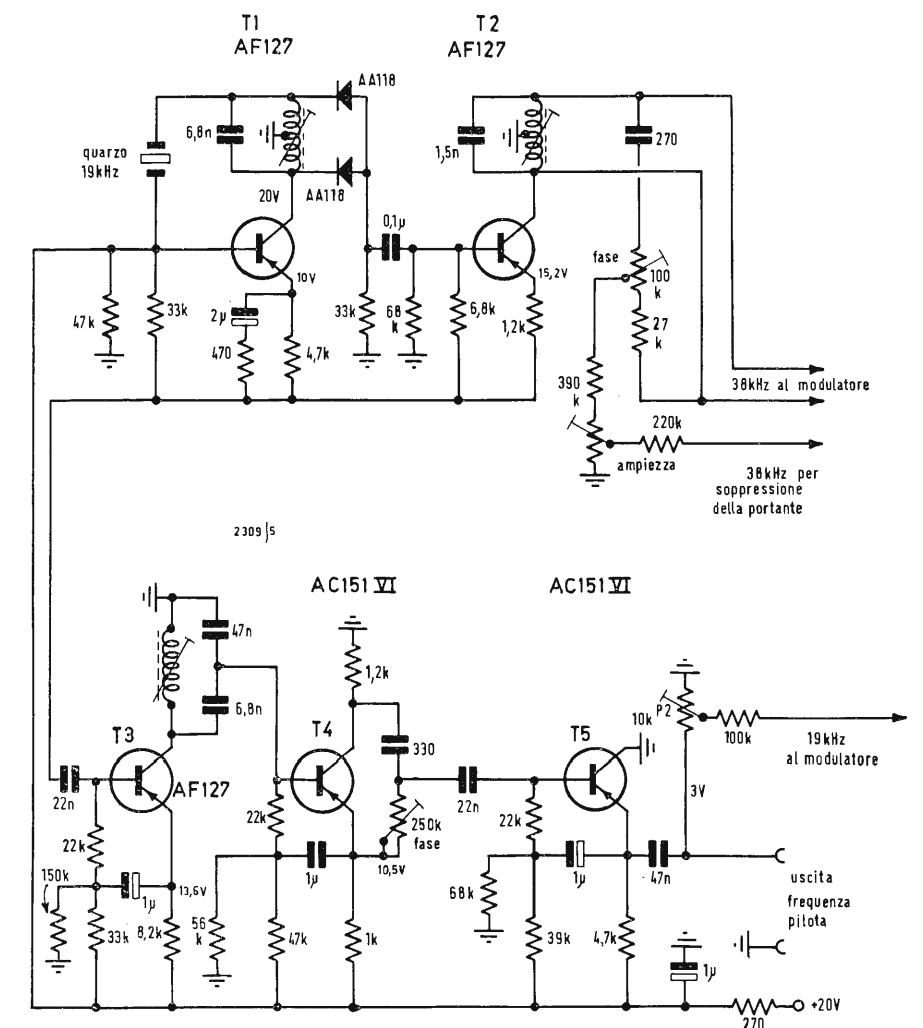



Fig. 5 - Schema del generatore della frequenza pilota a 19 kHz e della subportante a 38 kHz.

Luigi Cesone

Elettronica ed autoveicoli: alternatori e regolatori*

La dinamo che — come è noto a tutti gli automobilisti — equipaggia tradizionalmente gli autoveicoli, costituisce oggi giorno una soluzione tecnica che ha ormai raggiunto i suoi limiti. Le maggiori case automobilistiche francesi hanno ben compreso questo problema tanto che la Renault *monta attualmente un alternatore trifase sul suo modello R16, e la* Peugeot, *un alternatore trifase sul modello 404 ad iniezione; più recentemente la* Citroen *sta preparando la sostituzione delle batterie da 6 V della 2* CV *e della* AMI-6 *con delle batterie a 12 V, ricaricabili mediante un alternatore monofase estremamente semplice.*
A questo punto sorge spontaneo chiedersi quali siano anzitutto le caratteristiche generali degli alternatori utilizzati in questo settore, nei confronti di quelle delle dinamo. Inoltre, quali siano i vantaggi dei primi rispetto alle seconde, gli effettivi schemi di collegamento, i principi impiegati per garantire una efficiente regolazione della tensione. Una ulteriore interessante domanda consiste nel chiedersi se effettivamente l'avvenire sarà dominio degli alternatori o se, invece, prevarrà l'impiego di magneti equipaggiati con thyristors. A questi interrogativi desidereremmo dare una risposta concreta trattando, nell'articolo seguente, degli alternatori per autoveicoli e dei relativi circuiti di regolazione della tensione erogata.

(*) *Electronique Industrielle*, n. 96, settembre 1966, pag. 487.

1. - DINAMO ED ALTERNATORE

Il problema dell'alimentazione dell'impianto elettrico delle autovetture, e comunque degli autoveicoli in genere, si presenta oggigiorno di sempre più difficile soluzione. Allo stato attuale della tecnica, tuttavia, non sembra possibile nè prevedibile rimpiazzare le batterie di accumulatori: è quindi indispensabile provvedere alla loro ricarica.
La soluzione classica per attuare detta esigenza consiste nell'impiegare una dinamo che fornisce corrente continua, sebbene tale dispositivo presenti molteplici inconvenienti e sia spesso la causa di guai per l'automobilista. Fra i maggiori inconvenienti della dinamo, ricorderemo la sua incapacità di fornire corrente ad un basso regime di rotazione; l'usura del collettore e delle spazzole, la limitata intensità di corrente che essa è in grado di erogare.
Infatti, per esempio, una dinamo non è in grado di ricaricare la batteria dell'autoveicolo, quando il motore di quest'ultimo non venga portato ad un regime di rotazione superiore a 1000 giri/minuto. Ne segue che in città, ove sfortunatamente la circolazione diviene sempre più caotica e lenta, la velocità di rotazione del motore, durante le soste ed i rallentamenti, è spesso inferiore al regime citato: sotto tali condizioni, l'energia elettrica necessaria al circuito di accensione del motore, ed eventualmente all'impianto di illuminazione, al dispositivo di segnalazione acustica, all'apparecchio radio, ecc., viene prelevata unicamente dalla batteria, la quale prima o dopo si scarica con le spiacevoli conseguenze note agli automobilisti.
È pur vero che si potrebbe aumentare la demoltiplicazione della trasmissione del moto per ottenere nella dinamo una velocità di rotazione sufficiente, ma, in questo caso, il motore – funzionando a regime normale – trasmetterebbe un movimento troppo rapido alla dinamo stessa, donde la rapida usura del collettore e conseguente riduzione di durata del dispositivo generatore.
Queste ragioni, e numerose altre ancora (per esempio gli effetti indesiderabili delle variazioni di temperatura sull'erogazione) portano alla conclusione che la soluzione « dinamo » ha fatto il suo tempo, e che è quindi il momento di trovare una nuova e più efficace risposta al problema citato. Quest'altra soluzione è appunto l'impiego dell'alternatore. Esso permette di rimediare ai difetti citati comportando l'impiego di semiconduttori, più precisamente i diodi al silicio dai quali appunto è stata aperta questa nuova via.

Aspetto esteriore di un alternatore CSF-Ducati del tipo a preregolazione mediante thyristore e regolazione elettronica. Trattasi di uno dei più piccoli e leggeri (3 Kg) alternatori che siano stati realizzati per autoveicoli. Il dispositivo di regolazione è incorporato nell'alternatore, onde il complesso costituisce un blocco compatto di installazione particolarmente semplice.

2. - CARATTERISTICHE DELL'ALTERNATORE

Le sezioni, o meglio le bobine dell'indotto di una dinamo che eroga corrente continua, sono, in realtà, percorse da una corrente alternata; trattasi invero di una vera e propria corrente polifase in quanto l'andamento delle tensioni è precisamente eguale all'angolo che formano due bobine di indotto successive; la rettificazione di questa corrente polifase è poi affidata ad un sistema meccanico: il collettore. Si comprenderà facilmente quindi, perchè questo sistema si riveli superato e quali vantaggi risulteranno dal sostituirlo con un complesso a funzionamento statico costituito da diodi al silicio.
In pratica poi, c'è tutto l'interesse di ridurre il numero delle fasi adottando quindi, come generatore, un alternatore monofase o trifase. In questo caso gli indotti potranno essere delle bobine fisse, mentre l'induttore potrà essere costituito sia da un magnete permanente, sia da un semplice avvolgimento alimentato in corrente continua tramite due semplici contatti rotanti. La soluzione consistente nell'impiego del magnete permanente consente tuttavia di eliminare totalmente le spazzole e gli anelli di contatto per semplici che essi siano; quantunque l'usura delle spazzole sugli anelli di contatto sia minima e ben lontana, in ogni caso, da quella relativa alle spazzole sul collettore della dinamo.
Le predette soluzioni hanno naturalmente dato luogo a delle realizzazioni commerciali. L'alternatore monofase si rivela assai economico, in quanto impiega un numero minimo di diodi per rettificare la corrente alternata; a nostro avviso esso è ampiamente sufficiente per soddisfare le esigenze energetiche dei veicoli di limitata potenza.
L'alternatore trifase è invece in grado di erogare una potenza assai più elevata; sarà dunque di questo tipo di alternatore che noi ci occuperemo, a titolo di esempio, e di cui forniamo una vista « esplosa » nel disegno riprodotto in fig. 1.
Il collegamento elettrico dell'indotto dell'alternatore è del tipo a triangolo o a stella secondo i costruttori. Le tre

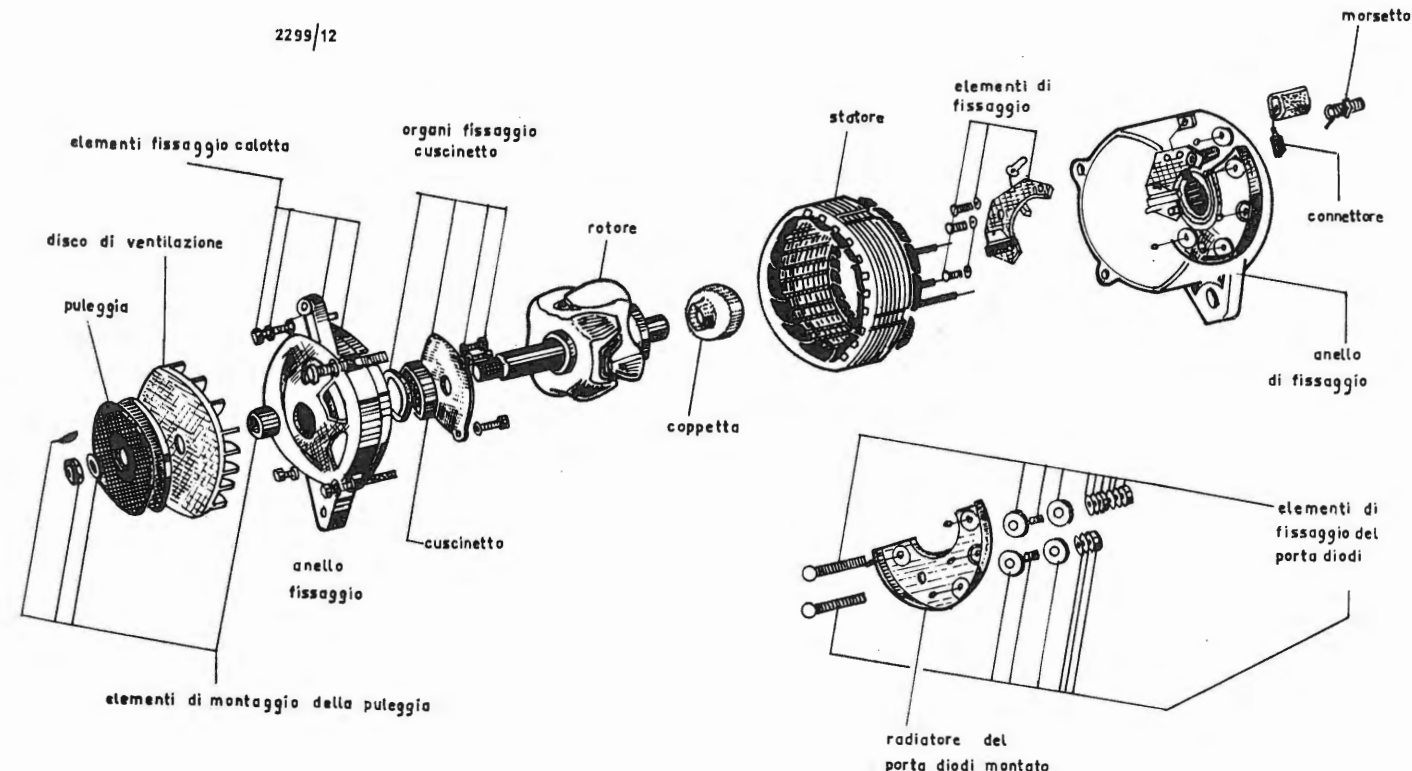



Fig. 1 - Vista esplosa di un alternatore Ducellier.

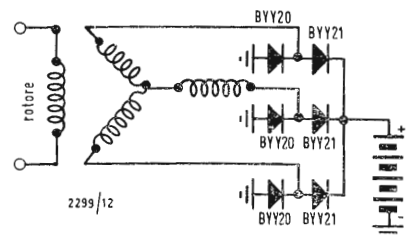



Fig. 2 - Schema fondamentale di alternatore e di ponte rettificatore a diodi al silicio. Lo statore è costituito da 3 avvolgimenti collegati a stella (oppure a triangolo): questo è il circuito indotto. L'induttore è alimentato in corrente continua e costituisce il rotore.

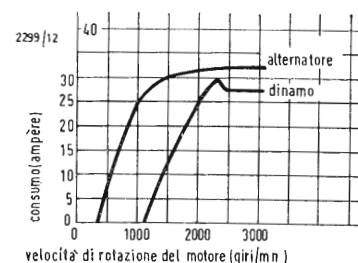
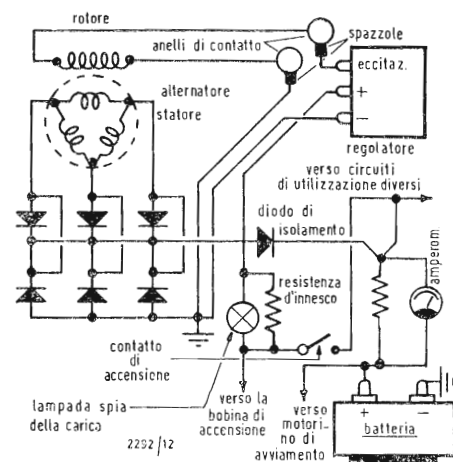



Fig. 3 - Confronto tra le curve caratteristiche di erogazione di un alternatore e di una dinamo in funzione della velocità di rotazione del motore.

bobine di fase sono, in generale, solidali con la carcassa e costituiscono lo statore, mentre l'avvolgimento di eccitazione, il rotore, ruota ad una velocità compresa fra 1000 e 12000 giri al minuto.

Ciò significa che esso può ruotare ad una velocità doppia di quella del motore, e quindi essere di un peso e di un volume assai ridotti. Grazie all'impiego di diodi al silicio collegati a ponte (fig. 2), questo complesso presenta una robustezza a tutta prova e dovrebbe essere, a nostro parere, nei confronti dell'utente, più economico della dinamo classica... con tutte le sue insufficienze e i suoi probabili guasti.

L'alternatore inizia ad erogare corrente per delle velocità di rotazione del motore notevolmente inferiori a quelle necessarie per una dinamo; lo provano le curve comparative riprodotte in fig. 3, e rispettivamente tracciate per una dinamo ed un alternatore.

Il sistema di rettificazione mediante diodi, che consente il flusso di corrente soltanto in un senso (dal collettore verso i circuiti di utilizzazione e la batteria), rende inutile l'impiego di un dispositivo di inserzione e di disinserzione del tipo invece necessario sui veicoli equipaggiati con dinamo. Tuttavia, e soprattutto come misura di sicurezza, è sempre preferibile inserire un diodo, detto di isolamento, fra la batteria ed il circuito dell'induttore; in tal modo, in caso di arresto imprevedibile del motore, la batteria non rischierà affatto di scaricarsi attraverso la bobina di induttore. Lo schema di una istallazione elettrica a bordo di un autoveicolo si presenta dunque come illustrato per linee essenziali in fig. 4. Le varianti circuitali sono naturalmente numerose, ma il loro esame non offre alcun interesse nel quadro del nostro studio.

Il circuito riprodotto in fig. 4 è dovuto alla S.E.V.-Motorola. Esso fa ricorso ad un alternatore tipo A14-30, che eroga circa 33 A alla tensione di 14 V. Le sue curve di erogazione sono riprodotte in fig. 5, in funzione della temperatura del motore. Le spazzole a contatto su due anelli di contatto, sono attraversate da una corrente molto debole, di circa 2 A, e non sono in pratica soggette all'usura. Il rapporto di demoltiplica alternatore/motore varia fra 1,7 e 2,2.

Tuttavia, per ottenere una carica della batteria in condizioni soddisfacenti è necessario regolare la tensione fornita dall'alternatore. Tale regolazione si esegue difficilmente sulla corrente erogata dallo statore; infatti, se si fa riferimento ad un altro tipo di alternatore, il modello A7-50, sempre della Motorola, si constata che esso eroga una intensità di 50 A a 3000 giri al minuto e a 25°C, e questo alla tensione di 7,2 V. È evidentemente poco comodo esercitare la regolazione su tali valori di intensità.

La soluzione adottata consiste dunque nel comandare la corrente di eccitazione, che varia fra 1 e 4 A, secondo i tipi di alternatori. In questo modo il problema della regolazione in corrente praticamente non si pone; infatti, l'aumento della velocità di rotazione dell'alternatore si traduce in un aumento di frequenza della corrente erogata e della forza contro-elettromotrice della apparecchiatura; si assiste quindi ad un fenomeno di autoregolazione: l'intensità di corrente si mantiene praticamente costante per un'ampia gamma di velocità (fig. 6). Nelle righe seguenti ci preoccuperemo di esaminare, quindi, i differenti tipi di regolatori di tensione.

Fig. 4 - Schema tipico di installazione elettrica a bordo di un autoveicolo. La corrente erogata dall'alternatore viene rettificata da un ponte di diodi al silicio; questo alimenta il regolatore, i circuiti di utilizzazione e quello di ricarica della batteria.

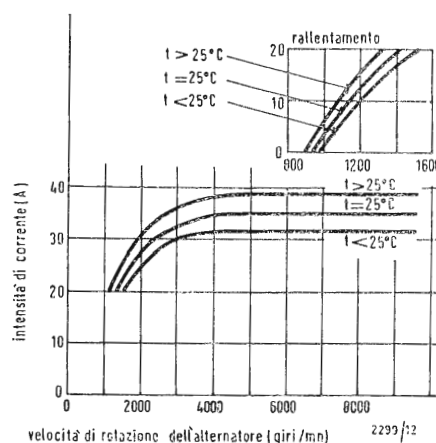



Fig. 5 - Curve caratteristiche dell'intensità di corrente erogata da un alternatore A 14-30 della S.E.V.-Motorola, in funzione della sua velocità di rotazione (tensione = 14 V). La velocità di rotazione del motore è pari a circa la metà di quella dell'alternatore.

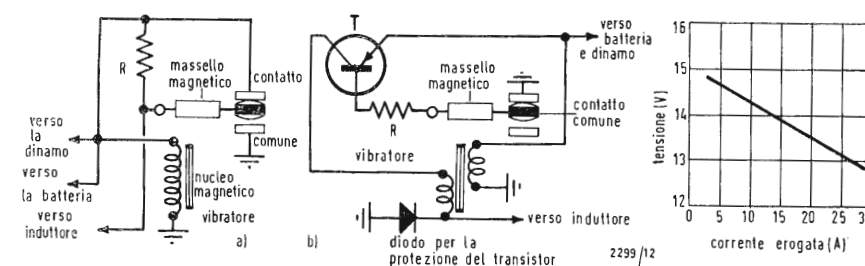



Fig. 7 - Schema di principio del regolatore a vibratore (*a*). L'utilizzazione di un transistor, funzionante in commutazione, consente di accrescere la sicurezza di funzionamento di detto circuito (*b*). La regolazione resta tuttavia assai relativa come dimostra la curva che esprime l'andamento della tensione in funzione dell'intensità erogata (*c*).

Fig. 6 - Il grafico esprime l'intensità di corrente erogata dall'alternatore in funzione dei valori di corrente di eccitazione. Detta intensità resta praticamente costante, salvo alle minime velocità.

3. - I REGOLATORI DI TENSIONE

Il regolatore di tensione utilizzato nei circuiti a dinamo è del tipo cosiddetto « a contatti vibranti ». Diremo semplicemente che esso è soddisfacente unicamente nel senso dell'economia in quanto il suo funzionamento è assai approssimativo: ricordiamo lo schema di questo dispositivo in fig. 7*a*. Un semplice vibratore la cui bobina viene alimentata con la tensione variabile, mette in opera, oppure cortocircuita una resistenza collegata in serie con l'induttore del generatore di corrente; come si vede trattasi di un circuito estremamente semplice.

I contatti del vibratore sono percorsi dall'intensità complessiva che alimenta l'induttore; conseguentemente a ciò essi hanno la tendenza a deteriorarsi con estrema rapidità. Un progresso considerevole consiste quindi nel « transistorizzare » questo circuito elementare. Numerosi schemi sono stati proposti per questo circuito; noi esamineremo lo schema di principio di un regolatore transistorizzato realizzato dalla ditta francese Ducellier (fig. 7*b*). Si può constatare che il contatto del vibratore, in questo circuito, interrompe un'intensità di corrente assai limitata, quella relativa alla base del transistor *T*; provvede poi quest'ultimo a pilotare la bobina dell'induttore. Il secondo avvolgimento, detto « di frequenza », migliora il comportamento del relè, mentre il diodo ha una funzione di protezione ed assorbe i transitori di commutazione.

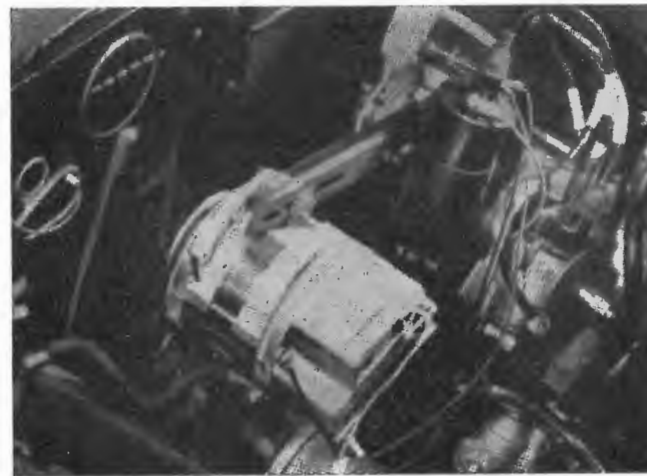
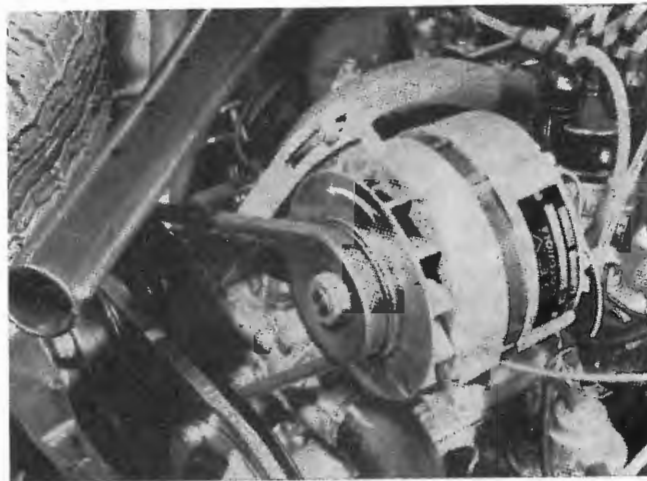
Anche questo tipo di regolazione, ben si comprende, resta tuttavia assai relativa. La curva corrente/tensione ottenibile con il suo impiego è riprodotta in fig. 7*c*. Desiderando ottenere una regolazione efficace, è invece necessario ricorrere ad un transistor montato in un circuito di commutazione onde pervenire alla soppressione del contatto meccanico; si perviene quindi allo schema di principio di fig. 8 proposto dalla Radiotechnique - Coprim. Questo circuito viene utilizzato con delle modifiche nei dettagli, nella maggior parte dei dispositivi di regolazione transistorizzati per autoveicoli; esaminiamo ora più da vicino il suo funzionamento.

Il transistore di potenza T_2 è alimentato, sulla base, tramite una resistenza R_b che costituisce, d'altra parte, il carico di collettore del transistore di comando T_1. Quest'ultimo non conduce corrente fintantochè la tensione presente fra il meno ed il più dell'alimentazione non abbia raggiunto il valore della tensione di regolazione, — 14 V, per esempio. Il diodo Zener, *Z*, polarizzato tramite il potenziometro *P*, montato in serie in un circuito a ponte di resistenze R_1 e R_2, diventa conduttore soltanto quando viene raggiunta la suindicata soglia di tensione (— 14 V). In questo caso T_1 conduce, T_2 si blocca onde la corrente che percorre la bobina dell'induttore *L* decresce.

A questo punto, la tensione rettificata fornita dall'alternatore decresce anche essa, ed il diodo Zener si blocca, mentre altrettanto avviene per T_1. Il transistore T_2 si satura nuovamente, mentre il circuito di reazione positiva C_R — R_R contribuisce ad esplorare la scala di tensione disponibile sul collettore di T_2 per bloccare T_1 quando le condizioni del sistema si invertono.

Il diodo D_2 che sviluppa ai suoi capi una tensione di circa 0,8 V, blocca efficacemente il transistore di potenza allorchè T_1 passa in conduzione. Infatti, la tensione di emettitore (— 0,8 V) di T_2 è in questo caso più negativa della tensione di base (— 0,3 V). Essa contribuisce al buon comportamento del regolatore nei confronti della temperatura; infatti il complesso funziona facilmente fino ad una temperatura di 70°C, e sopporta anche 100°C in casi eccezionali; beninteso è necessario ricorrere a semiconduttori al silicio.

Questo circuito di regolazione, che funziona in commutazione associato ad un alternatore e ad un ponte di rettificazione, sostituisce vantaggiosamente la

Esempio di montaggio di un alternatore S.E.V.-Motorola sulla R 16 Renault. Questo alternatore trifase reca incorporato il ponte di rettificazione con diodi al silicio.

Alternatore CSF-Ducati del tipo a preregolazione magnetica e regolazione elettronica, montato per prova su un autoveicolo francese di serie.

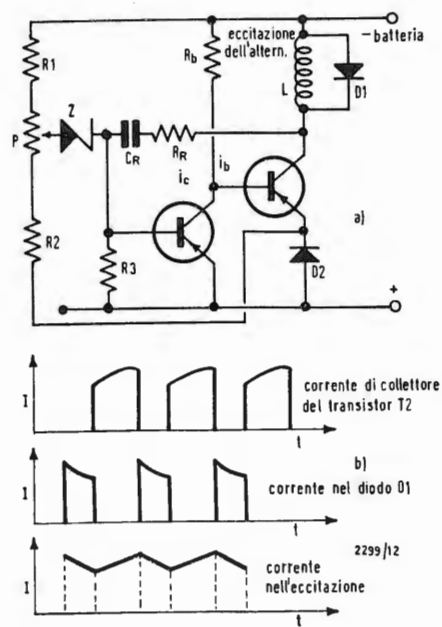



Fig. 8 - Schema di principio di regolatore di tensione transistorizzato (*a*). Tutti i contatti meccanici sono soppressi. La forma d'onda delle correnti nel collettore di T_2, nel diodo D_1 e nell'induttore sono indicate in *b*.

dinamo ed i dispositivi accessori ad essa connessi. Uno schema pratico del circuito richiamato è rappresentato in fig. 9: trattasi di un regolatore per alternatore da 450 VA, 12 V. Precisiamo che il ponte che polarizza il diodo Zener è un poco più complesso di quello esaminato sul circuito fondamentale di fig. 8, e che le resistenze a coefficiente di temperatura negativo CTN 1 e CTN 2 intervengono rispettivamente alle temperature elevate, a quelle ambiente e basse. L'impedenza equivalente ad R_3, CTN 1 e CTN 2 è indicata nello schema in tratto punteggiato e varia fra 4,7 e 30 Ω (27 Ω a 25°C).

Un regolatore di questo tipo fornisce una tensione costante, entro ± 0,05 V, alla batteria per consumo compreso fra 2 e 30 A; la velocità di rotazione dell'alternatore varia in tal caso fra 3000 e 12.500 giri al minuto (fig. 10).

4. - L'ALTERNATORE A MAGNETE PERMANENTE

Non vorremmo concludere questo studio senza trattare, anche se rapidamente, degli alternatori a magnete permanente. I magneti permanenti, infatti, sostituiscono la bobina induttrice e permettono la soppressione totale dei contatti rotanti.

Questa soluzione è dunque seducente, quantunque faccia immediatamente sorgere una difficoltà: come procedere alla regolazione della tensione, se non è più possibile agire sulla corrente di induttore? Le risorse dell'elettronica sono infinite... e due soluzioni sono possibili: la prima fa ricorso ad un amplificatore magnetico, la seconda all'impiego di thyristor. Gli schemi illustrati nel seguito sono proposti dalla CSF-Ducati.

Il circuito con amplificatore magnetico è indicato in fig. 11. A valle del ponte di rettificazione, fra diodi, si trova inserito un nucleo magnetico lamellare. La corrente, per ciascuna fase, fluisce in uno dei tre avvolgimenti avvolti su questo nucleo; l'avvolgimento di comando è percorso da una corrente continua variabile erogata da un regolatore elettronico a transistori; il funzionamento è classico. In assenza di corrente di comando, il nucleo non è saturato, l'impedenza L_W delle bobine è elevata e la corrente che fluisce nei diodi è debole. Tuttavia nel caso una corrente continua fluisca nell'avvolgimento di comando, il circuito magnetico si satura, la sua impedenza decresce considerevolmente e la corrente assorbita dai diodi assume un valore massimo.

Il regolatore funziona quindi nel modo seguente. La tensione della batteria alimenta l'emettitore del transistore T_2, il cui collettore è caricato dall'avvolgimento di comando. La polarizzazione di base è fornita dal transistore T_1, pilotato dal diodo Zener, Z, esattamente come negli schemi esaminati precedentemente. Quando in T_1 fluisce corrente, T_2 si blocca, e viceversa. La regolazione in funzione della temperatura è, anche in questo caso, garantita da un termistore. In questo modo, poichè la capacità della batteria diminuisce con la temperatura, la compensazione avverrà in modo tale per cui la batteria verrà caricata sempre ad un valore opportuno, anche alle temperature più basse (fig. 11*c*). L'alimentazione dei circuiti elettrici dell'autoveicolo è quindi sempre garantita sotto buone condizioni.

Per quanto riguarda la regolazione mediante thyristori, ci limiteremo ad illustrare uno schema di principio (fig. 12).

Nel ponte di rettificazione trifase, tre thyristori, pilotati dal gruppo elettronico di regolazione, forniscono una preregolazione cui segue una regolazione elettronica.

In questo modo è possibile realizzare degli alternatori di dimensioni assai limitate: il modello E (CSF Ducati) fornisce una potenza di 400 W alla tensione di 12 V ed il suo peso totale, regolatore incorporato, è solo di 3,1 kg, per un diametro di 113 mm ed una lunghezza di 99 mm. Questo modello eroga 10 A, a 13,5 V ruotando a 1.100 giri al minuto; 30 A a 3.000 giri al minuto e 38 A a 13.000 giri al minuto. La regolazione di tensione, a fine carica ed in funzione della temperatura è di 0,02 V/°C nei limiti di: — 30°C, per 15,5 V, e + 50°C per 14 V.

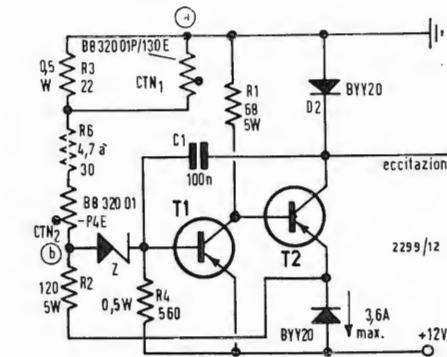



Fig. 9 - Schema reale di un regolatore transistorizzato. Le resistenze a coefficiente di temperatura negativo provvedono alla compensazione in funzione della temperatura; i valori attribuiti a R_6 rappresentano la resistenza equivalente della porzione di circuito situato fra *a* e *b*.

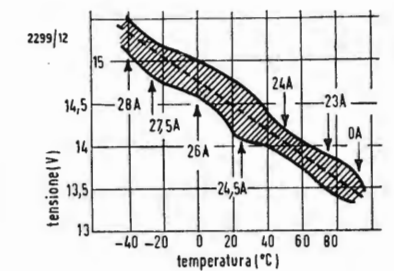



Fig. 10 - Tensioni fornite, in funzione della temperatura per diversi valori dell'intensità di corrente. Curva superiore: tensione dovuta all'alternatore; curva inferiore: tensione reale distribuita ai circuiti elettrici del veicolo (batteria compresa).

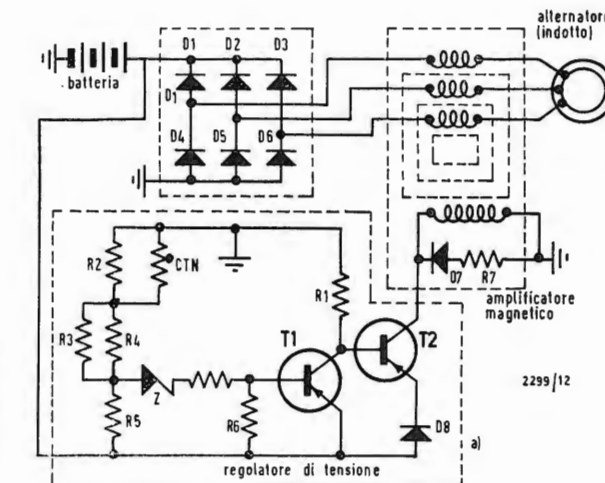
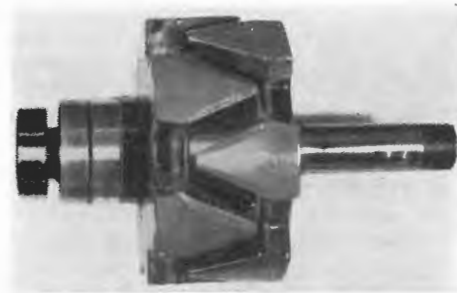



Fig. 11. L'alternatore a magneti permanenti, con il proprio regolatore transistorizzato ed il circuito di preregolazione ad amplificatore magnetico (*a*). La curva dell'intensità di carica, in funzione dello stato magnetico del nucleo è rappresentato in *b* per una alimentazione di 12 V, mentre le curve di regolazione consumo tensione in funzione della temperatura sono visibili in *c*.

Le espansioni polari che costituiscono il rotore di un alternatore presentano l'aspetto insolito visibile nella fotografia.

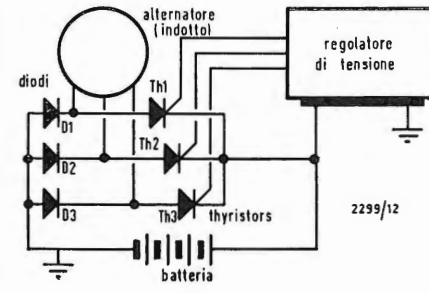



Fig. 12 - Schema indicativo dell'alternatore CSF-Ducati a magneti permanenti, con preregolazione mediante thyristori e regolazione elettronica. Il regolatore di tensione determina l'angolo di conduzione dei thyristori.

Detti valori potrebbero essere trasposti nelle versioni 24 V e 6 V. In questo ultimo caso, la corrente di carica varia da 10 A, a 6,7 V ed 850 giri al minuto, fino a 50 A a 13.000 giri al minuto. Non è necessario aggiungere che questo tipo di alternatore non richiede alcuna manutenzione. *A*

Una nuova serie di condensatori al policarbonato

La GENERAL ELECTRIC COMPANY (USA) ha presentato una nuova serie di condensatori BLUEJAY a lamine sottili di policarbonato con ottima stabilità di capacità ed altissima resistenza d'isolamento. I condensatori BLUEJAY a lamine sottili di policarbonato, impiegati principalmente per applicazioni delicate che si ritrovano in tutte le apparecchiature elettroniche, hanno caratteristiche elettriche di alta qualità e presentano i vantaggi dell'incapsulamento mediante saldatura.

Il coefficiente di capacità a bassa temperatura è una delle caratteristiche preminenti del condensatore BLUEJAY. La variazione percentuale massima della capacità a 25 °C non supererà i valori di — 2% o + 0,3% per l'intera gamma delle temperature di esercizio, che va dal — 55° C a + 125 °. La variazione di capacità è trascurabile nell'intervallo di temperature tra 0 °C e 65 °C ed ha un andamento quasi lineare, con un coefficiente negativo tipico di 150 ppm per °C nell'intervallo tra 65 °C e 125 °C.

Il condensatore BLUEJAY, progettato per essere costruito con lamine espanse e con i conduttori saldati direttamente alla lamina, ha un collegamento fuso metallo-metallo che mantiene un contatto positivo a bassa resistenza anche con tensioni a livello di segnale.

Il fattore di dissipazione del condensatore BLUEJAY, misurato a 1000 Hz, è tipicamente inferiore allo 0,1% a 25 °C e inferiore allo 0,05% nell'intervallo di temperatura tra 50 °C e 125 °C. Il fattore di dissipazione tipico a 10^5 Hz è inferiore allo 0,4% a 25 °C e inferiore allo 0,1% a 125 °C. Questo basso fattore di dissipazione rende questa serie di condensatori ideale per le applicazioni in corrente alternata.

I condensatori BLUEJAY sopporteranno inoltre tensioni superiori del 200% alla tensione nominale a 85 °C, applicate tra i due morsetti del condensatore per un tempo fino ad un minuto alla temperatura di 25 °C.

L'involucro del condensatore BLUEJAY, con le sue precise dimensioni (viene infatti prodotto con scarti di dimensioni di 0.012 cm, fa sì che i circuiti pronti per l'installazione possano ottenere, sia raggruppati che singolarmente, il più razionale sfruttamento dello spazio. Le precise dimensioni dell'involucro del condensatore facilitano anche l'inserzione automatica di questi dispositivi nei quadri di circuiti; inoltre, essendo costruito in resina epossidica, l'involucro è resistente ai possibili danni prodotti dal saldatoio.

Le resistenza d'isolamento minima, dello 0,1 per un valore di 100 volt a corrente continua, è di 300.000 MΩ a 25 °C e di 3.000 MΩ a 125 °C.

I condensatori BLUEJAY, disponibili in involucri di sette diverse misure, si possono ricevere in una gamma di capacità da 0,001 a 1,0 μF, per valori di 100, 200, 400 e 600 V in corrente continua con tolleranze tipiche di ± 10, 20 e 5%.

(r. f.)

L. C.

Nuovo metodo di investigazione scientifica: TV a raggi infrarossi*

Nel quadro delle ricerche effettuate nel campo dell'infrarosso, i Laboratori di Elettronica e di Fisica applicata, in Francia, hanno messo a punto un sistema di ripresa televisiva funzionante nella gamma più estrema dell'infrarosso, più precisamente nella regione spettrale situata in prossimità dei 4 μm.
Su questa recente apparecchiatura, che apre nuove prospettive di ricerca in numerosi settori, quali quello della medicina, dell'industria, ed altri, ci intratterremo succintamente nelle note successive.

Fig. 1 - Schema a blocchi degli elementi componenti un sistema di televisione a circuito chiuso del tipo a raggi infrarossi.

(*) Television - n. 166, settembre 1966, pag. 218.

1. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DELLA TELEVISIONE A RAGGI INFRAROSSI

È noto che ogni oggetto emette, per sua propria natura, una radiazione luminosa nel senso più generale del termine, e che questa emissione luminosa è per lo più costituita da una moltitudine di distinte radiazioni la cui intensità e frequenza dipendono dalla temperatura e dallo stato fisico cui è soggetta la superficie dell'oggetto considerato.

Se detta temperatura è elevata (per esempio pari a 1500°C), alcune delle radiazioni emesse impressionano l'occhio umano, onde gli oggetti considerati costituiscono delle sorgenti di luce visibili e sono in grado di illuminare una scena. Quando invece la temperatura dei medesimi oggetti è prossima alla temperatura ordinaria, il loro irraggiamento spontaneo è situato unicamente nello spettro dell'infrarosso, ed, in assenza di altra sorgente di luce visibile, il nostro occhio è incapace di distinguere detti oggetti poiché non è sensibile alle radiazioni infrarosse.

La televisione mediante infrarossi consiste nel sostituire all'occhio umano un ricevitore, sensibile a queste radiazioni, il quale fornirà conseguentemente delle informazioni connesse con l'irraggiamento spontaneo degli oggetti a temperatura ordinaria, informazioni dalle quali sarà possibile ricostruire una immagine visibile in base alle differenze di temperatura esistenti alla superficie dei corpi.

2. - TECNICA DEL SISTEMA TELEVISIVO A INFRAROSSI

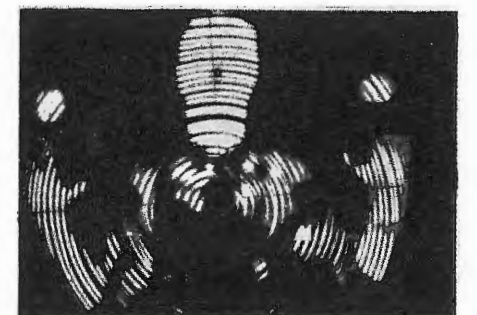
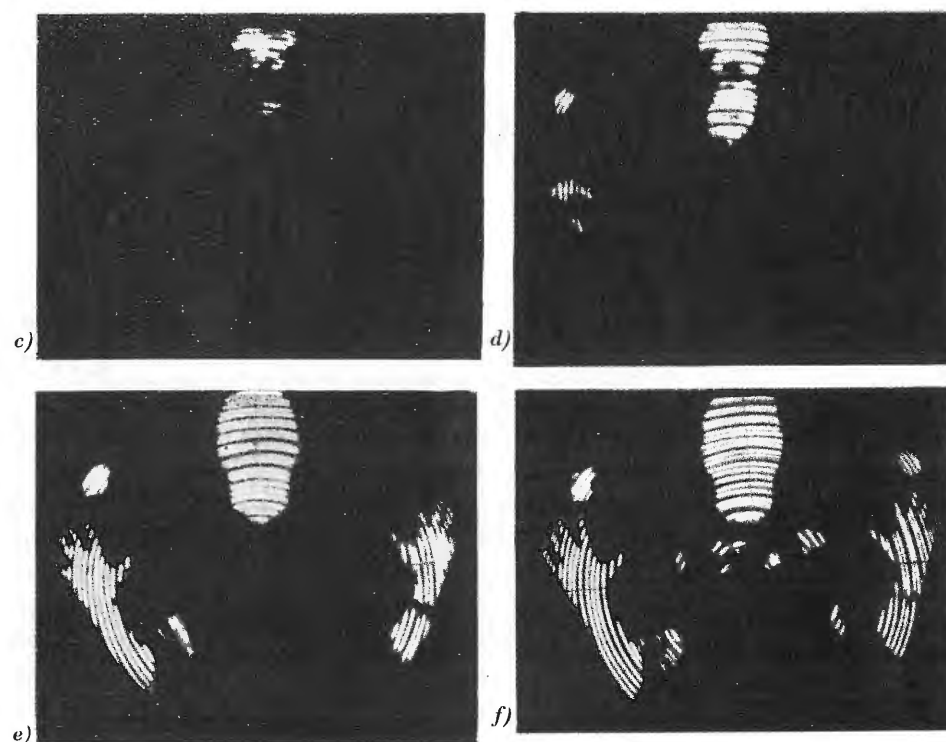
In corrispondenza della gamma spettrale sita in prossimità della lunghezza d'onda di 4 μm, non esistono, allo stato attuale della tecnica, dei tubi di ripresa a scansione elettronica in grado di permettere una semplice trasposizione, nel campo dell'infrarosso, dei sistemi e delle tecniche moderne di ripresa e di ricezione televisiva.

a)

b)

c) d) e) f)

g)

h)

È appunto questo il motivo per cui l'apparecchiatura rappresentata schematicamente in figura 1, utilizza una cellula all'antimoniuro d'indio associata ad un *diasporametro*, vale a dire ad un dispositivo di analisi ottico-meccanica costituito da due prismi rotanti attorno ad un medesimo asse e nel medesimo senso, ma con velocità di rotazione leggermente differenti (pari rispettivamente a 100 e 101 giri al secondo). In sincronismo con la rotazione di questi prismi sono associati dei segnali sinusoidali i quali consentono di riprodurre, sullo schermo del cinescopio ricevente, la scansione sotto forma di spirale.
Da parte sua, la cellula all'antimoniuro d'indio fornisce il segnale di luminanza il quale, dopo essere stato amplificato, viene applicato all'elettrodo di modulazione del tubo ricevente.
È quindi possibile ottenere sullo schermo, alla cadenza di due immagini al secondo e con una definizione equivalente a 100 righe, la visualizzazione di oggetti in grado di emettere una radiazione infrarossa spontanea. Il grafico riprodotto in figura 2 mostra che lo scarto minimo di temperatura distinguibile fra un oggetto ed uno sfondo, alla temperatura ambiente di 20°C, è dell'ordine del quarantesimo di grado centigrado.

3. - LE APPLICAZIONI DELLA TELEVISIONE ALL'INFRAROSSO

Le applicazioni della televisione all'infrarosso potrebbero essere di ordine militare (per esempio, individuazione notturna di un veicolo o di una persona), d'ordine industriale (ad esempio la rivelazione dei punti a temperatura anomala esistenti sulla superficie di pezzi meccanici in movimento e dovuti alle vibrazioni), oppure d'ordine biologico e medico (analisi delle differenti temperature esistenti sulla superficie cutanea). Le immagini fotografiche riprodotte nel corso di questo articolo illustrano appunto e soprattutto quest'ultimo aspetto delle applicazioni cui è destinata l'apparecchiatura televisiva a raggi infrarossi.

4. - ANALISI DELL'IMMAGINE INFRAROSSA DI UN SOGGETTO UMANO

L'apparecchiatura di televisione all'infrarosso utilizzata per lo studio qui illustrato funziona con lunghezze d'onda prossime a 4 μm (infrarosso medio). L'immagine del soggetto è stata analizzata secondo una scansione a spirale, 2 volte al secondo, e con una definizione effettiva di 50 spire per immagine.
La foto *A* rappresenta l'immagine visibile del soggetto del quale possiamo osservare l'immagine infrarossa completa nella successiva foto *B*. Le differenze di temperatura esistenti fra le regioni più fredde (in nero) e le regioni più calde (in bianco) del soggetto risultano essere pari a circa 10 gradi centigradi. Un'esame immediato consente di distinguere la cavità nasale più fredda e differenti zone d'ombra che corrispondono alla presenza di ostacoli nei confronti dell'irraggiamento infrarosso delle superfici cutanee, quali il cinturino

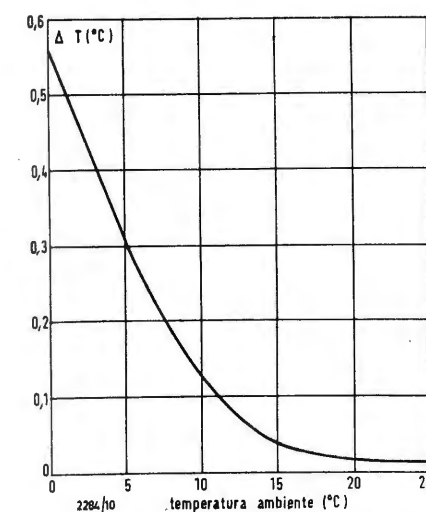



Fig. 2 - Il presente diagramma illustra l'andamento dello scarto minimo di temperatura distinguibile fra un oggetto ed uno sfondo, in funzione della temperatura ambiente.

dell'orologio, il colletto della camicia, la cravatta, le pieghe del tessuto.
Si noti, tuttavia, che le riproduzioni fotografiche qui riportate non consentono purtroppo di mantenere e di rilevare tutte le zone di penombra che invece possono osservarsi direttamente sullo schermo del tubo ricevente.

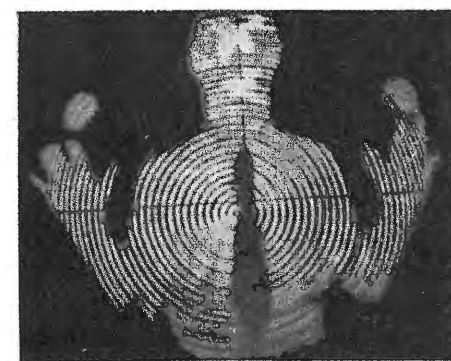
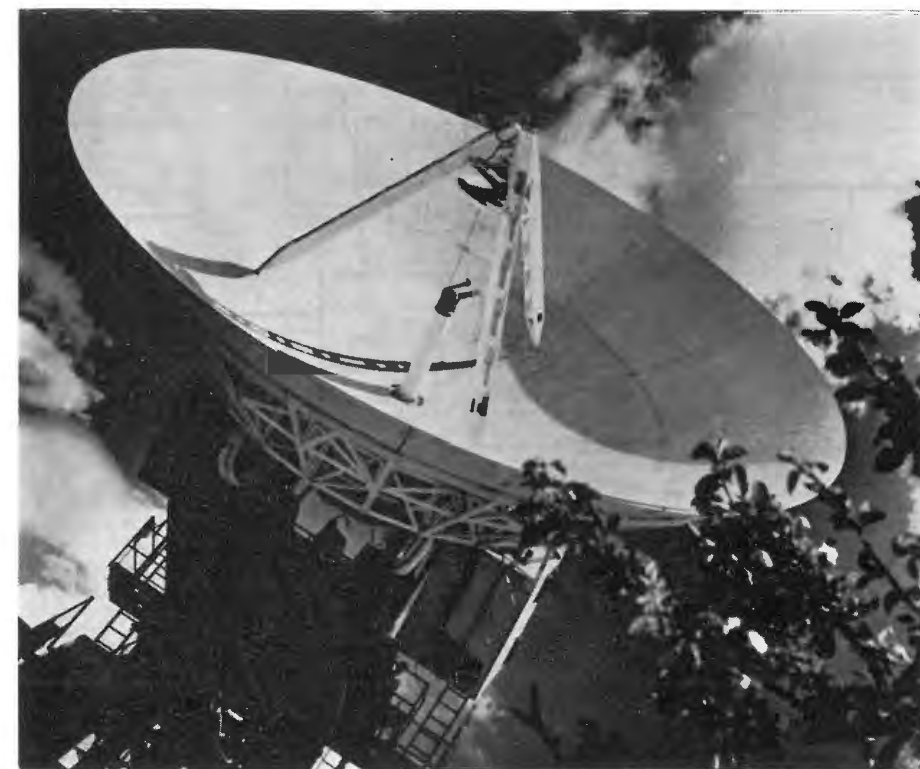
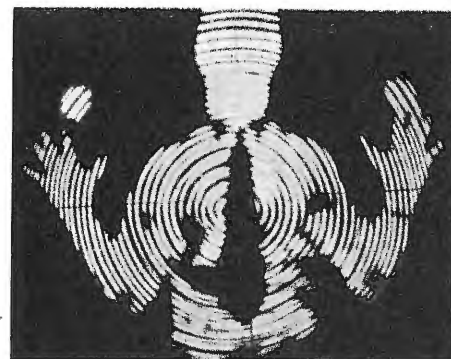
5. - INDAGINE DEI CONTORNI ISOTERMI

Per ottenere le immagini riprodotte da *C* a *G*, si è utilizzato un dispositivo aggiuntivo di analisi delle isoterme che permette, sulla base del sistema originale di riproduzione, di utilizzare tutte le possibilità di rivelazione dell'infrarosso sfruttando tutte le risorse dell'apparecchiatura e con il risultato di mettere in evidenza e di visualizzare scarti di temperatura inferiori al decimo di grado centigrado rispetto al valore della temperatura ambiente.
La foto *C* rappresenta, in corrispondenza dei tratti chiari, l'immagine infrarossa delle regioni più calde del soggetto (la fronte, le cavità orbitali, le labbra) la cui temperatura è superiore a 34°C. La foto *D* rappresenta invece le regioni la cui temperatura è eguale o superiore a 34°C (la testa, il palmo delle mani), valori che sono appunto propri alla temperatura dei contorni isotermi che delimitano le zone chiare e quella del cerchio bianco, ove quest'ultima rappresenta l'immagine del corpo nero portato alla temperatura di 34°C, che si trova a sinistra del soggetto ed è appena distinguibile sull'immagine fotografica *A*.
Le successive riproduzioni fotografiche illustrano l'evoluzione dei contorni isotermi allorché la temperatura d'analisi diminuisce.
Per una temperatura compresa fra 34°C e 30°C, si ottiene l'immagine *E*. La foto *F* rivela i contorni isotermi la cui temperatura di 30°C è indicata dall'apparizione del secondo corpo nero, alla destra del soggetto. La foto *G*, ottenuta mediante una temperatura di analisi inferiore a 30°C, mostra le regioni più fredde del soggetto (colletto della camicia, cravatta, pieghe del tessuto, fondo).
Il dispositivo utilizzato permette, inoltre, di localizzare nella sagoma del soggetto e regioni a temperatura definita, per esempio le più calde, come appunto mostra la foto *H*.
Questo metodo di analisi dei più piccoli scarti di temperatura alla superficie della pelle consente di considerare la televisione all'infrarosso, che presenta l'interessante vantaggio di non sottoporre il paziente ad alcun irraggiamento, come un nuovo metodo di indagine posto a disposizione dei biologi e dei medici.

6. - BIBLIOGRAFIA

Documentazioni tecniche dei « Laboratori d'Elettronica e di Fisica Applicata » – Francia.

A

Sta sorgendo in Inghilterra una nuova stazione per comunicazioni spaziali. Essa sarà usata dal *General Post Office* per effettuare trasmissioni via satellite Intelsat III che sarà lanciato in orbita il prossimo anno. La stazione sarà in grado di controllare 500 chiamate telefoniche simultanee ed avrà un canale televisivo che la terra continuamente in contatto con diversi paesi del mondo. Il complesso sarà simile a quello già in funzione nell'Isola Ascensione (illustrato nella foto) che è stato installato in meno di un anno.

Luigi Cesone

Un torsiometro a lettura numerica*

Il torsiometro numerico descritto nel seguente articolo è un dispositivo veramente originale, dalle molteplici possibilità, inizialmente studiato dal Centro di ricerche della Ford Engineering, *e successivamente sviluppato dalla* Dawe Instrument. *Questo dispositivo fornisce, infatti, mediante presentazione numerica, dei valori caratteristici che consentono di calcolare la velocità di rotazione di un albero meccanico, la coppia ad esso applicata e la potenza sviluppata; la precisione con la quale dette misure vengono rilevate è assai elevata e supera sovente in precisione lo 0,25%. Trattasi quindi di uno strumento di misura particolarmente destinato alle industrie alla cui produzione siano legati in qualche modo dei motori, come, per esempio, le industrie aeronautiche, i cantieri navali, le industrie automobilistiche, ecc.*

1. - APPLICAZIONI DEL TORSIOMETRO

In numerose industrie, quali i cantieri navali e le industrie automobilistiche ed aeronautiche, per esempio, è spesso necessario poter effettuare con notevole precisione la misura del momento torcente applicato a certi organi meccanici. La perfetta conoscenza del valore della coppia permette, infatti, secondo i casi, di accrescere il rendimento, di ridurre le spese di esercizio o meglio e più semplicemente di garantire che i limiti imposti dalla sicurezza di esercizio delle macchine non vengano superati.

I procedimenti di misura di tipo classico utilizzati in questo settore, che fanno ricorso al cosiddetto freno di Prony oppure alla dinamo-freno, non sono purtroppo esenti da inconvenienti, onde la precisione ottenibile lascia parecchio a desiderare. È quindi normale che i laboratori delle grandi industrie nei settori industriali citati si siano interessati a questo problema di misura cercando di migliorarne i metodi e gli strumenti; in questo ordine di considerazioni, il Centro ricerche della Ford Engineering si è indirizzato verso lo studio di un «torsiometro numerico» lo sviluppo e la realizzazione pratica del quale furono poi affidate alla Dawe Instrument. L'apparecchio che fu realizzato è in realtà in grado di misurare dei momenti torcenti con una precisione che supera spesso lo 0,25%, operando su una amplissima gamma di velocità relative ad alberi motori.

In particolare, il torsiometro numerico si è rivelato di notevole efficacia nel caso si debba procedere alla misura di basse velocità oppure di coppie elevate, poichè, è proprio in questo caso che i dinamometri classici si rivelano incapaci di provvedere ad una misura corretta, essendo inoltre troppo voluminosi ed eccessivamente costosi. Fra le altre particolarità del torsiometro che ci apprestiamo a descrivere, è il caso di notare che con questo strumento vengono effettuate 20 misure di coppia, per ciascun giro dell'albero di trasmissione; a queste misure segue una determinazione, per via elettronica, del valore medio delle rilevazioni; questo modo di procedere riduce considerevolmente gli errori dovuti alle vibrazioni di torsione che costringerebbero altrimenti all'adozione di un sistema di ammortizzazione.

Inoltre, è altrettanto facile eseguire la misura del rendimento di un riduttore, utilizzando, per esempio, due torsiometri numerici sincronizzabili. Questo metodo è particolarmente prezioso quando si lavora su dei sistemi soggetti a variazioni rapide di velocità e con i quali è indispensabile poter disporre di letture simultanee per ottenere una misura precisa.

Si noti, inoltre, che l'apparecchiatura è, beninteso, completamente transistorizzata e che la lettura dei risultati, che avviene sotto forma numerica, contribuisce non soltanto alla precisione dei risultati ottenuti ma rende inoltre, possibile l'impiego dello strumento da parte di personale non particolarmente qualificato, nel caso di controlli o di misure di normale amministrazione.

(*) *Electronique Industrielle*, n. 98, novembre 1966 pag.687.

Fig. 1 - Il motore è collegato al carico tramite un albero (*a*) che subisce una torsione pari ad un angolo α proporzionale al momento della coppia applicata (*b*). Tale torsione può essere posta in evidenza se le due estremità dell'albero sono munite di dischi dotati di un riferimento (*c*).

Fig. 2 - L'albero di misura, le cui caratteristiche meccaniche sono note con precisione, porta alle due estremità dei dischi sulla circonferenza dei quali sono praticate 20 fessure. Questi dischi, durante la rotazione, interrompono e ristabiliscono il passaggio di un flusso luminoso ricevuto dai fotodiodi. Lo sfasamento fra gli impulsi ricavati dai fotodiodi risulta quindi proporzionale al momento di coppia applicato all'albero.

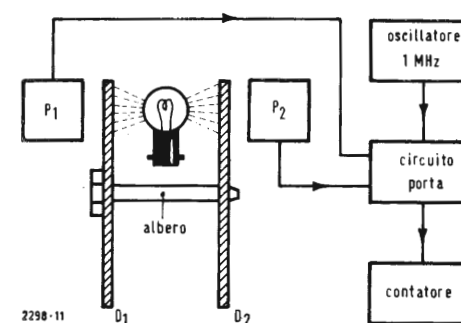
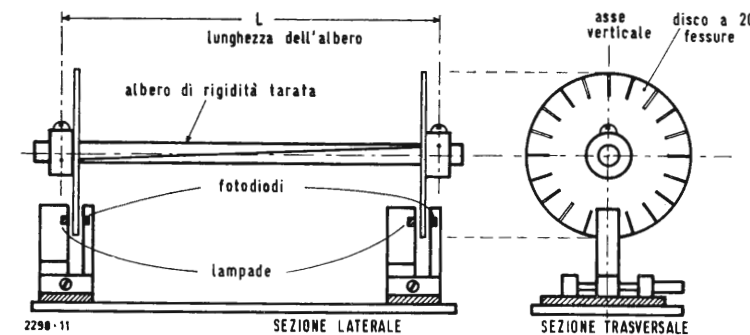



Fig. 3 - Schema di principio, estremamente semplificato, del torsiometro. L'albero di misura è equipaggiato dei due dischi D_1 e D_2, i quali controllano il passaggio del flusso luminoso verso le fotocellule P_1 e P_2. Gli impulsi generati da queste ultime sbloccano una «porta» elettronica la quale lascia passare dei segnali di tempo conteggiati e presentati sotto forma numerica.

Fig. 4 - Schema semplificato del torsiometro, che pone in evidenza il principio di misura basato sui due canali «velocità» e «coppia». Il circuito divisore indicato 20, 40, 80 oppure 160 è in realtà costituito da due distinti divisori dotati di una regolazione esterna che consente di effettuare il conteggio su 1, 2, 4 oppure 8 giri dell'albero di misura. La porta individuata «coppia» è del tipo a coincidenza e riceve simultaneamente i segnali di tempo dosati dalla porta «A» e quelli del canale «velocità».

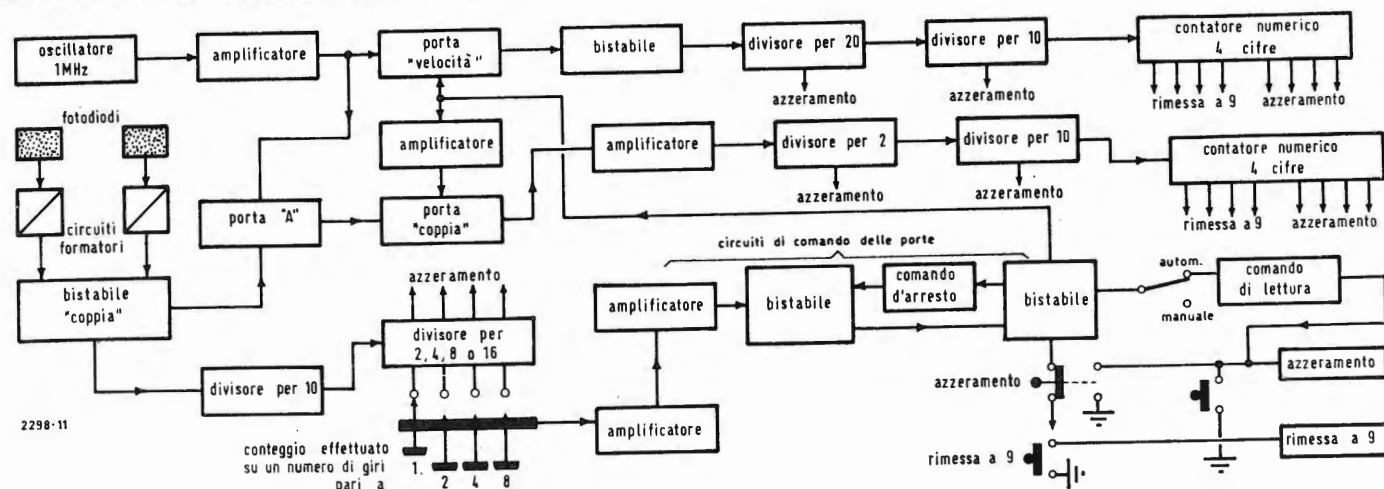



Fig. 6 - Schema a blocchi completo del torsiometro numerico. L'apparecchio è dotato di un dispositivo di controllo che consente di rimettere a zero lo stato dei contatori decimali. Gli impulsi provenienti dai fotodiodi sono applicati a degli stadi formatori e successivamente ad un primo bistabile prima di raggiungere i canali di misura « velocità » e « coppia ». Un oscillatore stabilizzato a quarzo operante alla frequenza di 1 MHz, distribuisce all'apparecchio i segnali di tempo.

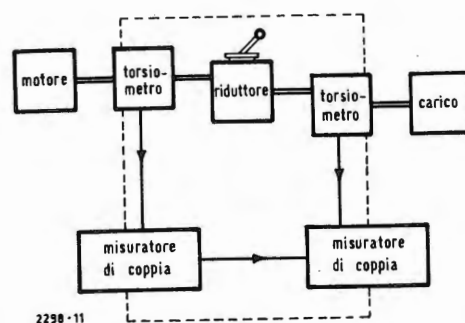



Fig. 5 - Principio di misura del rendimento di un riduttore. Si procede mediante due torsiometri; la precisione ottenuta è eccellente in particolare nei casi difficili in cui, per esempio, la velocità subisce rapide fluttuazioni che costringono a letture praticamente simultanee.

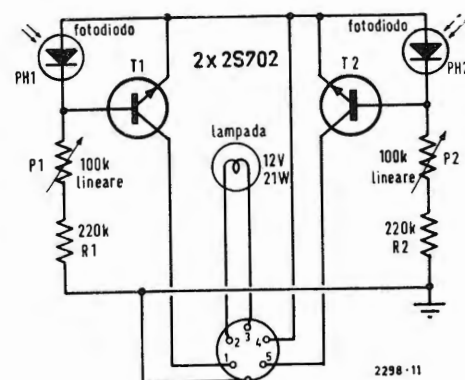



Fig. 7 - La testa di misura di cui qui è presentato lo schema elettrico comprende la sorgente luminosa ed un fotodiodo per ciascuna delle vie. Gli impulsi generati dai fotodiodi vengono amplificati dai transistori T_1 e T_2, prima di raggiungere il complesso elettronico; questa testa di misura è montata sul blocco meccanico del torsiometro.

2. - PRINCIPIO DELLA MISURA

Prima di descrivere il principio di funzionamento, d'altronde estremamente semplice del torsiometro, è opportuno ricordare al lettore qualche nozione elementare sul procedimento di misura della coppia. Un albero che ruoti ad una velocità di n giri al minuto, trasmette una potenza P approssimativamente uguale a: P = 0,1 Mn, ove M esprime il momento della coppia motrice in *Joules-coppia* (oppure in *newtons-metri*) e P in *watt*. (Ricordiamo a questo proposito che l'unità correttamente utilizzata nell'industria è il chilogrammetro, che vale 9,81 Mn).

Il momento M di una coppia motrice o resistente, è infatti espresso dalla formula classica: $M = d \cdot F$, con M espresso in *newtons-metri* (Mn) quando d, la distanda alla quale è applicata la forza F, è espressa in metri ed F, la forza, in *newtons* (N).

Supponiamo, ora, di applicare le coppie motrice e resistente simultaneamente alle due estremità di un albero (fig. 1). Nella misura in cui non si superino i limiti consentiti dalla elasticità, l'albero in questione subirà una torsione di un angolo α espressa dalla relazione:

$$\alpha = (\beta ML) / (\pi D^2 G),$$

ove M è il momento della coppia applicata; L, la lunghezza dell'albero; D, il suo diametro e G, il modulo di rigidità; il coefficiente β dipende dalle unità impiegate. Questa formula consente di intraprendere un nuovo metodo per misurare la coppia, metodo consistente nel misurare l'angolo di torsione subito da un albero le cui caratteristiche meccaniche siano note con precisione.

Il torsiometro realizzato su questo principio è, di conseguenza, costituito fondamentalmente da un albero montato su due cuscinetti lubrificati, che reca a ciascuna estremità un disco di acciaio munito di 20 fenditure radiali disposte lungo la circonferenza (fig. 2); l'apparecchiatura è completata da fotodiodi e da lampade montate rigidamente da una parte e dall'altra dei due dischi.

Sotto queste condizioni, l'apparecchio, facilmente inseribile nel sistema meccanico in prova, fornisce due treni di impulsi provenienti dalle fotocellule durante la rotazione.

Il tempo necessario per produrre 20 impulsi è dunque eguale alla durata di un giro completo dell'albero; il tempo che intercorre fra l'apparizione di un impulso qualsiasi, proveniente da una fotocellula, e l'impulso corrispondente proveniente dall'altra fotocellula è direttamente proporzionale alla distanza angolare fra le fessure e, per conseguenza, funzione della torsione dell'albero.

Il montaggio è eseguito in modo che, per una coppia di torsione nulla, lo spostamento angolare sia di 3° ed aumenti con l'aumentare della coppia.

Il complesso elettronico, che può essere collegato al torsiometro tramite un cavo la cui lunghezza non deve mai superare una quindicina di metri, è praticamente costituito da un cronometro a quarzo, funzionante alla frequenza di 1 MHz. Gli impulsi forniti dalle cellule

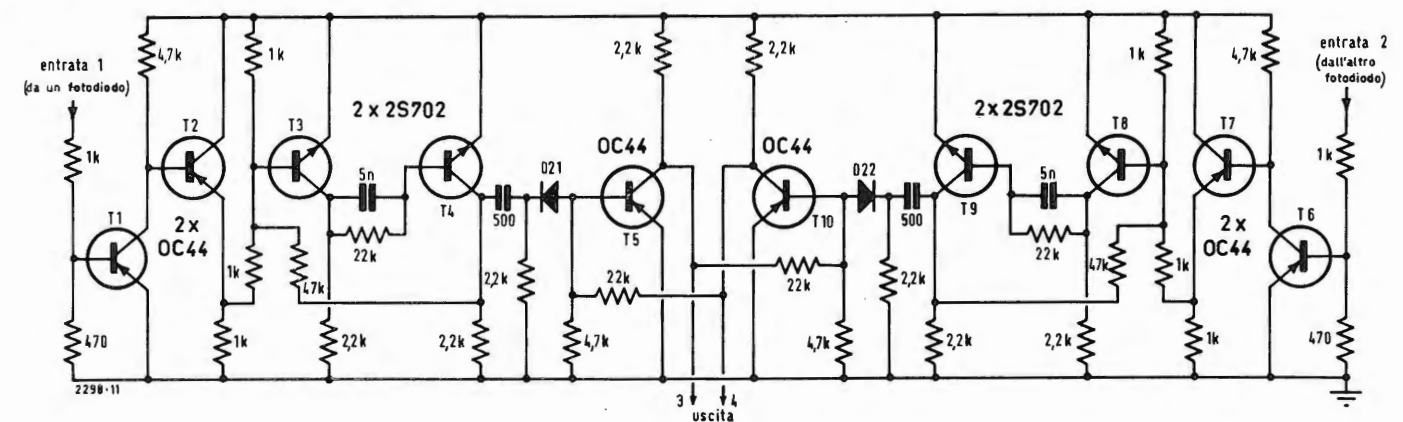
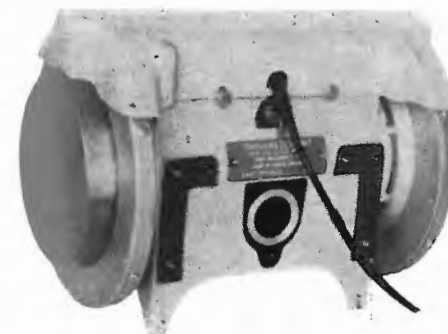



Fig. 8 - Schema elettrico dettagliato degli stadi di ingresso del complesso elettronico. Due ingressi simmetrici 1 e 2, ricevono gli impulsi prodotti dai fotodiodi. Una volta squadrati ed amplificati, detti impulsi sono applicati a dei bistabili che a loro volta pilotano i canali di misura « coppia » e « velocità ». I transistori impiegati per questo circuito sono elementi Texas oppure Mullard.

Aspetto del blocco meccanico relativo al torsiometro numerico. Il dispositivo è costituito da un albero, di caratteristiche meccaniche note con precisione, munito all'estremità di due dischi do tati di 20 fessure periferiche. Uno spostamento angolare fra questi dischi, rivelato tramite un sistema a fotodiodi, consente di calcolare il momento di coppia applicato all'albero.

sono sottoposti ad un processo di divisione nella misura di 1/20 prima di essere applicati ad un « circuito porta ».

Il tempo di apertura di quest'ultimo definisce la durata del conteggio delle oscillazioni ad 1 MHz; infine, il segnale presente all'uscita « della porta » è diviso per 120 e successivamente rappresentato numericamente mediante 4 contatori a decade.

Lo schema dell'apparecchio, estremamente semplificato può dunque ricondursi a quello rappresentato in fig. 3.

La prima informazione ottenuta corrisponde ad un centoventesimo della durata di un giro, in microsecondi; trattasi di una informazione collegata con la velocità che noi chiameremo T.

Contemporaneamente, un circuito bistabile è innescato per la durata di un tempo determinato dall'intervallo che separa due impulsi ciascuno generato da uno dei rivelatori fotoelettrici. Questo bistabile comanda un circuito porta che consente il passaggio delle oscillazioni ad 1 MHz. Il segnale di uscita viene quindi applicato ad un terzo circuito porta che funziona in coincidenza con quello relativo al canale « velocità », come appunto illustrato nello schema di principio di fig. 4. Gli impulsi conteggiati sono infine divisi per 20 ed il loro numero è presentato numericamente. Questa seconda informazione è proporzionale al valore assunto dal momento della coppia di torsione; lo rappresenteremo mediante la lettera J.

A partire da questi due valori, T e J, risulta facile calcolare la velocità di ro-

Tabella riassuntiva delle caratteristiche del torsiometro numerico.

Gamma di velocità	da 100 a 5000 giri/minuto
Precisione di misura (velocità e coppia)	0,25 % (per un angolo di torsione di 30 o 500 g/min)
Angolo massimo di torsione	30°
Gamma delle coppie (per alberi di tipo classico)	da 68 a 2712 joules in 6 gamme
Temperatura di esercizio	da 0 a 45°C
Presentazione	Telaio per rack normalizzato da 19" oppure in contenitore da banco
Dimensioni:	
testata del torsiometro	355×245×240 mm
complesso elettronico	485×255×310 mm
Pesi:	
testata del torsiometro	≃ 27 kg
complesso elettronico	≃ 15 kg.

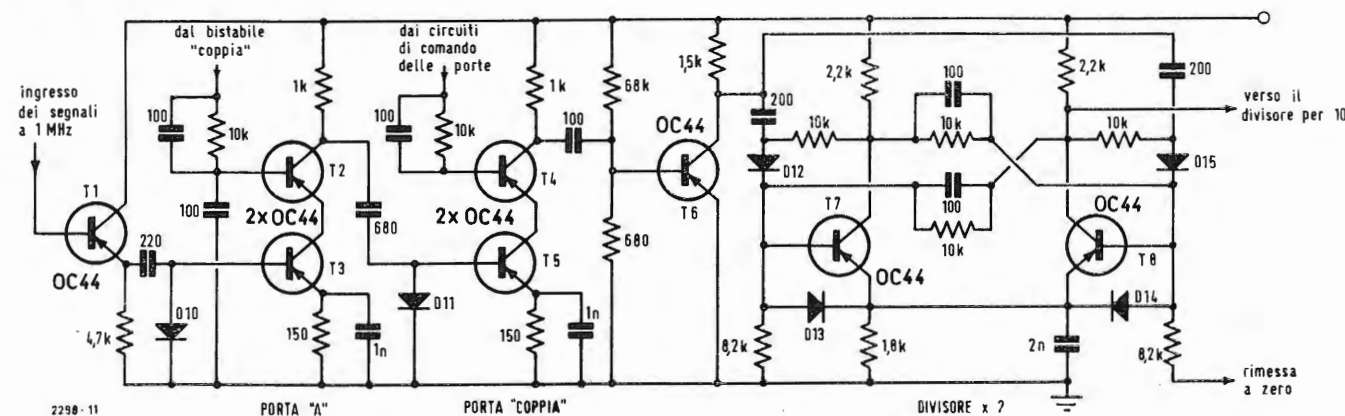



Fig. 9 - I segnali di tempo, tramite lo stadio intermediario costituito dal transistore T_1, raggiungono il circuito porta contrassegnato con « A » nello schema a blocchi dell'apparecchio e costituito dai transistori T_2 e T_3. D'altra parte, i segnali provenienti dai circuiti di comando delle porte, sono applicati alla porta con coincidenza (transistori T_4 e T_5) del canale di misura della coppia. Uno stadio amplificatore precede infine un primo divisore per due (transistori T_7 e T_8) a sua volta seguito da un divisore per 10, qui non rappresentato. Segue il contatore numerico ed il dispositivo di lettura « coppia » a quattro cifre.

tazione dell'albero, v, e la coppia di torsione C. La velocità v è ottenuta dalla relazione $v = 500.000/T$, ove v è espresso in giri al minuto; il momento di coppia C è calcolato mediante la formula: $C = k\ (J - T)\ /\ 0{,}738\ T$), ove k è una costante di taratura dell'albero, indicata dal fornitore, e C il momento di coppia espresso in Joules-coppia oppure in metri-newtons, oppure ancora, se si desidera utilizzare una unità di misura anglosassone, in libbre per piede, in quest'ultimo caso, con la condizione di omettere il coefficiente 0,738 nel denominatore della espressione.

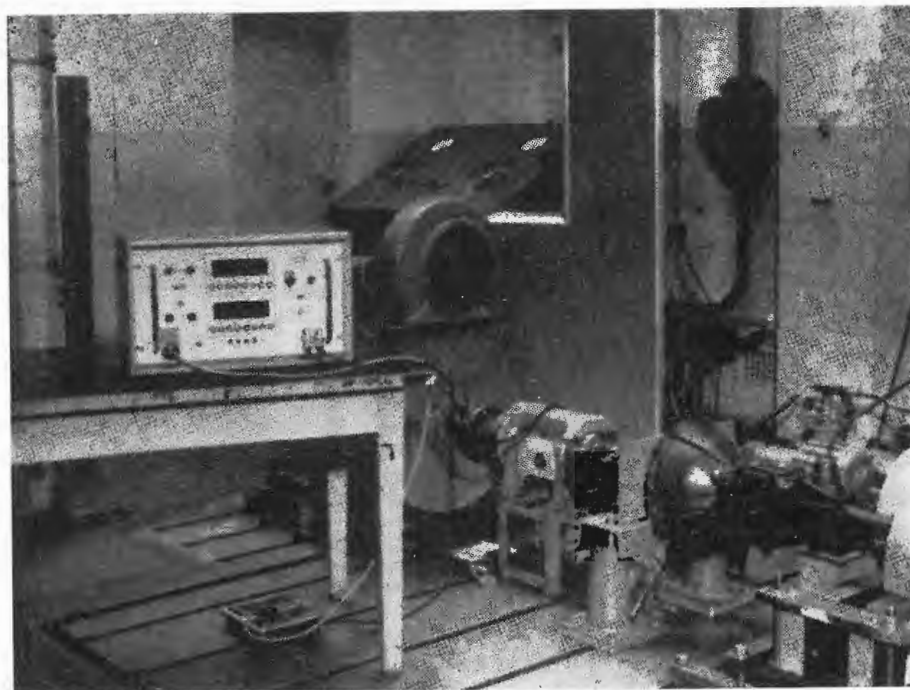



Fig. 10 - Aspetto di un banco di misura che utilizza un torsiometro numerico della DAWE INSTRUMENTS. La fotografia è stata scattata nel centro di ricerche FORD, a Birmingham (Inghilterra). L'apparecchiatura qui riprodotta sta valutando la velocità e la coppia all'uscita di un riduttore.

Fig. 11 - Aspetto del complesso elettronico relativo al torsiometro numerico della DAWE INSTRUMENTS; la prima versione di questo apparecchio è stata studiata presso il centro di ricerche della FORD ENGINEERING. Esso consente di misurare, con una precisione spesso superiore allo 0,25 % il momento di coppia applicato a sistemi meccanici rotanti, su un'ampia gamma di velocità di rotazione.

La misura può essere eseguita su 1, 2, 4 oppure 8 giri dell'albero scegliendo opportunamente i valori di divisione di frequenza; detta misura si ottiene, sia automaticamente, sia manualmente, tramite l'azione su un pulsante.

Un'altra caratteristica del torsiometro risiede nella possibilità che esiste di iniziare il conteggio tramite un impulso di entrata; è anche possibile collegare insieme due o più apparecchi; lo schema a blocchi di un banco di misura relativo a rilevazioni su un riduttore di velocità, realizzato in questo modo, vale a dire servendosi di due torsiometri, è illustrato in fig. 5.

3. - REALIZZAZIONE DELL'APPARECCHIO

Lo schema a blocchi effettivo del torsiometro numerico è rappresentato in maniera completa in fig. 6. Da una parte, le cellule fotoelettriche forniscono, separatamente, dei treni di impulsi che sono applicati all'ingresso di un circuito bistabile; d'altra parte un oscillatore stabilizzato a quarzo, funzionante sulla frequenza di 1 MHz, fornisce dei segnali di tempo all'apparecchio. I due canali distinti « velocità » e « coppia » appaiono nettamente evidenziati in questo schema a blocchi.

Le teste di misura sono realizzate molto semplicemente (fig. 7); le lampade da 12 V, 21 W, illuminano, attraverso le fessure radiali dei dischi in rotazione, 2 fotodiodi Ph1 e Ph2. Gli impulsi generati da questi ultimi vengono applicati ad uno stadio amplificatore costituito da un transistore 2S702; il cui collettore è direttamente collegato alla unità del complesso elettronico.

Poichè l'operazione di conteggio viene ottenuta in senso classico, onde evitare di appesantire inutilmente questa descrizione, ci occuperemo di sviluppare lo studio della realizzazione di qualche circuito particolare. I segnali, presenti all'ingresso dello strumento, sono applicati ad un primo circuito il cui schema è rappresentato in fig. 8; due ingressi separati sono stati previsti per ciascuno dei trasduttori fotoelettrici. Seguono tre stadi di amplificazione a transistori i quali precedono i circuiti bistabili che forniscono degli impulsi rispettivamente alle uscite contrassegnate 3 e 4.

Una di queste uscite è applicata ad uno stadio divisore per 10, successivamente ad un secondo divisore per 2, 4, 8 oppure 16; infatti avevamo indicato che il conteggio può essere effettuato altrettanto bene riferendosi ad 1, 2, 4, oppure 8 giri dell'albero di misura; in pratica, sulla posizione « un giro » la divisione precedentemente citata vale 20. Il circuito prosegue con uno stadio amplificatore seguito da due bistabili in cascata, a comando reciproco. A questo punto si dispone di due possibilità di lavoro: la prima manuale, secondo la quale il conteggio si effettua tramite l'azione su un pulsante e la seconda automatica.

I segnali presenti all'uscita di quest'ultimo bistabile sono quindi distribuiti alle porte di conteggio dei canali « velocità » e « coppia ». Nel caso del canale « velocità » il comportamento circuitale è il seguente: un circuito porta, sbloccato dagli impulsi ricevuti dal bistabile precedente, consente il passaggio di un certo numero di impulsi di tempo susseguentesi con la frequenza di 1 MHz; quest'ultimi sono divisi per 12, e successivamente per 10, vale a dire per un totale di 120, e quindi applicati ad un contatore tradizionale del tipo a lettura numerica.

Per quanto riguarda il canale « coppia » il suo funzionamento è alquanto più complesso (fig. 7 e 9). In questo caso, gli impulsi ad 1 MHz sono applicati ad un primo transistore T_1, poi ad un circuito porta denominato « A » nel nostro schema a blocchi. Questo circuito riceve anche i segnali generati dal primo circuito bistabile di ingresso; esso consente dunque il passaggio di un certo numero di segnali di tempo applicati ad un circuito porta del canale « coppia ».

Conseguentemente, quando le fessure dei dischi sono spostate di 3°, si ottengono, sulla base dei rapporti di divisione indicati, dei segnali in coincidenza caratteristici di una coppia nulla. In questo modo la regolazione dell'apparecchiatura risulta di gran lunga facilitata.

All'uscita del circuito porta relativo alla catena « coppia », il segnale passa attraverso uno stadio intermedio (T_6 della fig. 9), ed è sottoposto ad un primo divisore per 2, e ad un secondo per 10, prima di essere applicato al contatore numerico a quattro cifre.

Quest'ultimo presenta così il valore caratteristico che consente di stabilire la coppia da misurare.

Per la sua particolare concezione, l'apparecchio che abbiamo sommariamente descritto appare dunque chiamato a rendere utili servizi in diverse industrie, particolarmente a quelle operanti nei settori citati all'inizio di questo studio.

Le caratteristiche generali dell'apparecchiatura sono state riassunte nella tabella di fig. 12 onde facilitare il lettore nella valutazione. Terminiamo aggiungendo che lo strumento viene presentato in due versioni: come apparecchio da banco racchiuso in apposito contenitore, oppure nella versione per montaggio in rack normalizzato da 19"; le fotografie presentate nel corso di questo articolo si riferiscono alla prima versione citata.

A

(*a cura dell'ing. Franco Simonini*)

per. ind. Renato Magnani

Generatore d'impulsi nella banda VHF General Radio 1394-A

Fig. 1 - Foto dello strumento.

Fig. 2 - Schema elettrico semplificato dell'oscillatore interno della frequenza di ripetizione.

1. - GENERALITÀ

Il grande sviluppo che ha avuto in questi ultimi anni la tecnica digitale ha reso indispensabile la creazione di strumenti a costo moderato, e quindi di vasta accessibilità, atti alla prova di apparecchiature realizzate con la tecnica suddetta. Uno degli strumenti più importanti per la prova di circuiti digitali è il generatore di impulsi che permette un controllo dinamico del circuito in esame; esso può essere paragonato al generatore R.F. per la prova di circuiti a radiofrequenza.

Il generatore che presentiamo questo mese è una delle ultime creazioni della General Radio ed ha delle prestazioni particolarmente interessanti; innanzitutto la gamma di ripetizione degli impulsi è assai larga e va, con segnale generato internamente da 1 MHz a 100 MHz, e si estende, con segnale esterno, da 0 a 100 MHz.

Il segnale generato ha un tempo di salita di soli 2 ns; il rapporto di intermittenza può arrivare al 96% (per rapporto di intermittenza si intende il rapporto fra la durata dell'impulso e la durata totale del ciclo di funzionamento); un notevole vantaggio offerto da questo strumento è di essere dotato di comandi tarati con precisione e di essere molto stabile nel funzionamento in modo che l'operatore può sempre sapere come stia funzionando il generatore senza necessità di un controllo all'oscilloscopio.

L'impiego di soluzioni circuitali non convenzionali (ad esempio le funzioni ritardatrici sono realizzate da spezzoni di cavo coassiale) permette una alta attendibilità e sicurezza di funzionamento dello strumento.

Fra i molti campi di applicazione di questo strumento citiamo la prova di calcolatori ad alta velocità, sistemi di trasmissione ed elaborazione dati, sistemi radar, strumentazione nucleare e prove su singoli circuiti bistabili.

Su questi ultimi, in particolare, possono agevolmente essere eseguiti controlli per la massima frequenza dell'impulso di comando, in funzione della durata dell'impulso stesso, della sua ampiezza, della tensione di alimentazione, ecc.

Prove ad impulsi doppi o tripli a bassa cadenza di ripetizione, come vengono a volte eseguite, danno effettivamente una indicazione della massima frequenza alla quale può funzionare il circuito digitale in esame ma non consentono di rilevare eventuali fenomeni di autopolarizzazione, dovuti ad accoppiamenti in c.a. ed a non-linearità, come invece può essere messo in luce dal funzionamento prolungato alla frequenza massima.

Il funzionamento del circuito in prova ad alta frequenza permette inoltre di rilevare gli effetti della dissipazione di potenza dovuti alla rapida commutazione, effetti questi che possono essere di grande importanza per il funzionamento di un circuito.

Un'altra applicazione dello strumento è il suo uso come generatore di segnali cronometrici per sistemi digitali.

L'accoppiamento del generatore 1394-A con il regolatore spostatore d'impulsi tipo 1394-P1 permette la prova di quei circuiti digitali che sono dotati di un ingresso a « soglia »; cioè il circuito funziona solo quando l'impulso di comando supera un certo livello di tensione.

Il regolatore 1394-P1 permette infatti, tramite l'attenuatore di impulsi a scatti ed un regolatore continuo dello spostamento, la regolazione, con continuità, del livello dell'impulso nella gamma da + 6 a — 6 V.

Durante il funzionamento a sganciamento con segnale esterno la sensibilità è migliore di 0,4 V_{pp}; il funzionamento può essere ottenuto su estese gamme di forma d'onda d'entrata e di livelli di tensione. Questa proprietà è importante quando lo strumento viene usato come rigeneratore d'impulsi.

Sia il generatore d'impulsi che il regolatore spostatore sono previsti sia in esecuzione da rack che da tavolo.

Fig. 3 - Sul diagramma è indicata la variazione di frequenza nel tempo dell'oscillatore interno, per due diverse gamme di funzionamento di 1 MHz e 100 MHz, con partenza da freddo. Come si può vedere, trascorso il periodo iniziale, il generatore è assai stabile.

2. - DATI TECNICI

Frequenza di ripetizione impulsi: 1) con comando generato internamente da 1 MHz a 100 MHz; 6 gamme in successione 1-2, 2-5, 5-10. Copertura continua, ± 5% della taratura. Instabilità orizzontale < 0,1 ns di picco. 2) con comando esterno da 0 a 100 MHz, gamma di ampiezza da 0,4 a 4 V_{pp} con attenuatore 10 a 1, 1 W massimo su 50 Ω, scelta della polarità e del livello di sganciamento fra — 2 V e + 2 V.

Caratteristiche dell'impulso di sincronismo: durata tipica dell'impulso, che è del tipo bipolare, 4 ns. Ampiezza di circa 250 mV_{pp} su 50 Ω. Ritardo fra l'impulso di sincronismo ed il fronte iniziale dell'impulso di uscita variabile da 0 a 99 ns in passi da 1 ns con precisione ± 2,5%, ± 1 ns. Instabilità < 0,1 ns di picco. Ritardo residuo 35 ns, tipico.

Caratteristiche dell'impulso d'uscita: (tutti i dati forniti si riferiscono ad un carico di 50 Ω) Durata da 4 a 99 ns in passi da 1 ns; ± 2,5%, ± 1 ns di precisione. Instabilità < 0,1 ns di picco. Tempo di salita e di caduta di 2 ns ± 20%. Tensione, con accoppiamento c.a., da 0 a 4 V in scatti calibrati da 0,5 V per passo. Polarità positiva o negativa. Rapporto di intermittenza degli impulsi limitato solo dal tempo di salita e caduta del segnale. Innalzamento del fronte del segnale (overshoot) del 12% tipico. Avvallamento alla fine del segnale < ± 10% alla massima durata d'impulso. Alimentazione con rete a 100 ÷ 125 V o 200 ÷ 250 V, da 50 a 400 Hz; 24 W.

Accessori forniti: cavo d'alimentazione e fusibili di riserva, L'esecuzione può essere prevista per montaggio su rack o da tavolo. Dimensioni: nel tipo da tavolo 485×100×425 mm; nel tipo da rack 485×89×370 mm tutto compreso. Peso 15 kg.

Dati tecnici dell'apparecchio ausiliario regolatore e spostatore d'impulsi tipo 1394-P1 (tutti i dati sono per un carico di 50 Ω): Tensione del livello di riferimento regolabile in modo continuo da — 2 V a + 2 V. L'errore è minore di ± 100 mV senza impulsi applicati e sale a ± 100 mV con impulsi il cui rapporto di intermittenza sia inferiore al 90%. Polarità negativa o positiva.

Distorsione introdotta sull'impulso: Perdita nel tempo di salita < 0,2 ns. Aumento dell'avvallamento alla fine dell'impulso < 2%. Alimentazione 100 ÷ 125 o 200 ÷ 250 V; da 50 a 400 Hz, 4,5 W.

Accessori forniti: cavo d'alimentazione e cavo coassiale. Esecuzione da tavolo o da rack. Dimensioni: nel tipo da tavolo 485×54×425 mm; nel tipo da rack 485×54×370. Peso 8 kg.

3. - DESCRIZIONE SCHEMA A BLOCCHI

In fig. 4 è visibile lo schema a blocchi dello strumento con i principali segnal

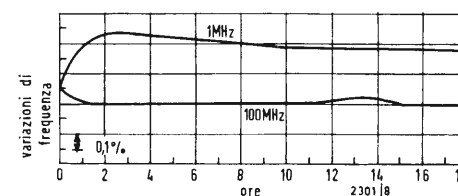
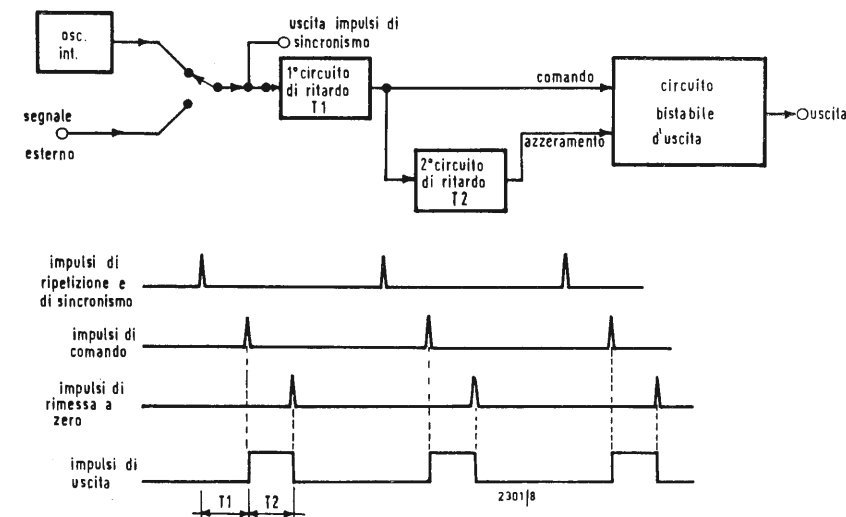



Fig. 4 - Circuito a blocchi del generatore d'impulsi a VHF 1394-A. In figura sono indicate inoltre le forme d'onda dei principali segnali di comando.

Fig. 5 - Diagramma indicante la variazione di frequenza a 100 MHz per una variazione di rete da 125 a 105 V.

Fig. 6 - Circuito del rigeneratore impulsi.

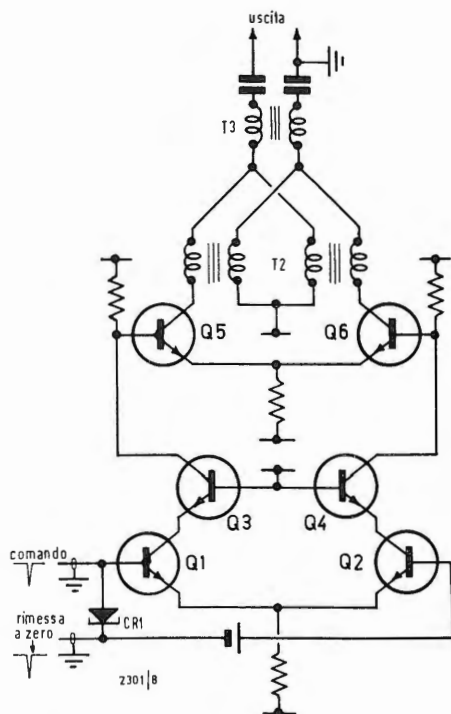



Fig. 7 - Circuito semplificato dello stadio bistabile d'uscita.

di comando; gli impulsi provenienti dall'oscillatore interno della frequenza di ripetizione o da una sorgente esterna vengono applicati ad un primo circuito di ritardo T_1. Su questo collegamento è derivata l'uscita dall'impulso di sincronismo; il primo circuito di ritardo fornisce il tempo fra l'impulso di sincronismo e lo spigolo d'entrata dell'impulso in uscita.

Gli impulsi in uscita al primo ritardatore sono quindi applicati ad un circuito bistabile d'uscita ed a un secondo circuito ritardatore.

Gli impulsi che pervengono direttamente al bistabile d'uscita ne provocano la commutazione e danno quindi inizio al segnale; gli impulsi provenienti dal secondo circuito ritardatore riportano il circuito bistabile in posizione di riposo e quindi la fine del segnale. Il ritardo introdotto dal secondo circuito ritardatore costituisce quindi il tempo di durata del segnale.

4. - DESCRIZIONE SCHEMI ELETTRICI SEMPLIFICATI

Qui di seguito diamo una descrizione degli schemi elettrici semplificati dei principali circuiti del generatore.

Oscillatore interno per la ripetizione impulsi.

Lo schema semplificato è indicato in fig. 2; l'oscillatore vero e proprio è costituito dal transistore Q_1 che viene comandato, in base, da una elevata tensione sinusoidale fornita dal trasformatore d'inversione T_1, a larga banda con rapporto 1 : 1 del tipo descritto da Ruthroff.

Il generatore a corrente costante I viene quindi alternativamente commutato fra il diodo CR1 ed il transistore stesso; la risultante onda quadra di collettore pilota il circuito sintonizzato LC alla sua frequenza di risonanza e comanda quindi il transistore Q_2 sul cui collettore è presente la tensione sinusoidale d'uscita.

La tensione di reazione viene prelevata tramite un partitore sull'emettitore di Q_2 e applicata al trasformatore d'inversione.

I vantaggi offerti da questo circuito sono che il più semplice circuito risonante viene usato per la determinazione della frequenza e che l'ampiezza è proporzionale alla corrente fornita dal generatore I, che è poi in pratica la corrente di collettore di un transistore usato nel circuito di controllo automatico dell'ampiezza. Le buone doti di stabilità di questo oscillatore possono essere rilevate dai diagrammi di figg. 3 e 5.

5. - CIRCUITI DI RITARDO

I circuiti di ritardo sono tutti costituiti da spezzoni di cavo coassiale, con dielettrico in polietilene tagliati in modo da provocare ritardi di 1, 2, 4, 2, 10, 20, 40 e 20 ns. Questi spezzoni possono essere inseriti nel circuito in modo da provocare ritardi variabili da 0 a 99 ns con passi di 1 ns.

Il ritardo introdotto dal tipo di cavo usato è di circa 1 ns per ogni 20 cm di cavo. I circuiti di ritardo così realizzati hanno i vantaggi dell'economia, elevato rapporto di intermittenza, elevata frequenza di ripetizione impulsi e precisione rispetto ai circuiti convenzionali di ritardo a costanti concentrate.

Infatti il circuito a costanti concentrate carica una reattanza per provocare il ritardo di tempo; la reattanza richiede però poi un certo tempo per la scarica prima che possa partire il nuovo impulso e questo limita la possibilità di avere elevati rapporti di intermittenza; a questo s'è cercato di ovviare in questi circuiti usando induttanze e capacità molto piccole ma questo ha introdotto imprecisioni a causa delle difficoltà di controllare la reattanza parassita che diventano determinanti.

I circuiti di ritardo ottenuti con cavo funzionano su un principio completamente diverso e le restrizioni al rapporto di intermittenza non si applicano allo stesso modo ai circuiti convenzionali; il ritardo di un segnale in un circuito con cavo può anche eccedere il suo periodo.

La precisione dipende solo dalla stabilità dello spezzone di cavo e dalla sua costante dielettrica; i ritardi prodotti con spezzoni di cavo possono essere noti con precisione e sono molto più stabili di quelli forniti dagli equivalenti circuiti convenzionali.

6. - RIGENERATORI DEGLI IMPULSI

L'uso di cavi per l'introduzione di ritardi impone però l'uso di circuiti rigeneratori degli impulsi in quanto la forma d'onda tende a perdere le componenti ad alta frequenza man mano che si propaga nel cavo.

In diversi punti del circuito sono quindi inseriti dei rigeneratori del tipo indicato in fig. 6. Gli impulsi usati nel generatore 1394-A sono del tipo a coppia bipolare e permettono l'accoppiamento in c.a. fra gli stadi senza uno spostamento del livello c.c. del segnale al variare della frequenza del segnale stesso. Il rigeneratore è costituito da un amplificatore a larga banda, in classe A che comanda un diodo a tunnel bistabile, in modo che gli impulsi di entrata positivi portano il diodo tunnel al suo stato di massima tensione e gli impulsi negativi lo portano al suo stato di bassa tensione.

Le commutazioni del diodo tunnel sono estremamente rapide per cui vengono ripristinate le componenti ad alta frequenza del segnale, che erano state perse sulla linea di ritardo. Gli impulsi uscenti dal diodo tunnel vengono amplificati da un transistore sul cui collettore è collegata una linea limitatrice, che provvede a differenziare il segnale in modo da riprodurre gli impulsi bipolari originali.

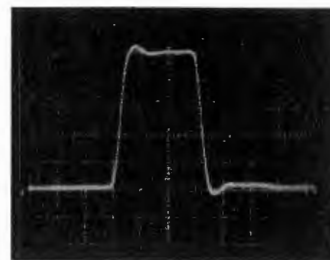



Fig. 8 - Forma d'onda dell'impulso d'uscita ad una frequenza di ripetizione di 20 MHz ed una durata d'impulso di 15 nanosecondi. La scala orizzontale è di cinque nanosecondi per divisione di reticolo.

7. - CIRCUITO BISTABILE D'USCITA

In fig. 7 è rappresentato lo schema elettrico semplificato del circuito bistabile d'uscita. Gli impulsi di comando e gli impulsi di rimessa a zero sono applicati al diodo tunnel CR1 attraverso un cavo coassiale da 100 Ω e, dato che il diodo tunnel appare come un'impedenza molto bassa (circa 5 Ω, eccetto che per il brevissimo tempo di commutazione fra stati) le tensioni degli impulsi appaiono in quasi uguale misura su tutt'e due le basi. Gli impulsi di comando e di rimessa a zero provocano la commutazione e il ritorno a riposo del diodo tunnel determinando quindi la durata dell'impulso d'uscita.

L'amplificatore differenziale Q_1-Q_2 amplifica solo la differenza del segnale fra le basi, che dipende dallo stato di commutazione o di riposo del diodo tunnel, e non la tensione applicata contemporaneamente ed in modo uguale alle due basi. Ne deriva che sebbene la tensione del diodo tunnel sia amplificata gli impulsi di comando e rimessa a zero che sono applicati contemporaneamente ed in modo uguale tramite il diodo tunnel alle basi di Q 1 e 2, non compaiono all'uscita. Questo tipo di collegamento riduce notevolmente la sensibilità della forma d'onda in uscita a variazioni degli impulsi di comando e rimessa a zero.

I transistori Q_3 e Q_4 funzionano come amplificatori con base a massa e consentono ai transistori Q_1 e Q_2 di funzionare su impedenze di collettore molto basse in modo da avere la massima larghezza di banda.

Gli stadi con base a massa comandano quindi un secondo amplificatore differenziale, costituito dai transistori Q_5 e Q_6, che è accoppiato all'uscita tramite i trasformatori T_2 e T_3.

Il trasformatore T_2 è del tipo bilanciato con rapporto 2 : 1 costruito secondo i suggerimenti di Ruthroff; ha una larghezza di banda passante assai larga, da meno di 100 kHz ad alcune centinaia di MHz. Il trasformatore T_3 è del tipo ad adattamento da circuito bilanciato a sbilanciato.

Il circuito d'uscita è provvisto inoltre di un attenuatore di precisione da 50 Ω regolabile in scatti di 0,5 V da un massimo di 4 V a zero. La fig. 8 illustra la forma d'onda tipica dell'impulso d'uscita; è rappresentato un impulso della durata di 15 ns con una cadenza di ripetizione di 20 MHz.

8. - REGOLATORE SPOSTATORE D'IMPULSI TIPO 1394-P1

Questo apparecchio ausiliario viene usato in collegamento al generatore di impulsi a VHF tipo 1394-A. I collegamenti fra i due strumenti avvengono sul retro in quanto ambedue sono stati realizzati in modo che tutti i connettori frontali siano facilmente trasportati sul pannello posteriore.

Il regolatore-spostatore è costituito essenzialmente da un rivelatore a tensione di picco, un generatore a tensione di riferimento ed un amplificatore di controllo ad elevato guadagno.

Esso inserisce una componente continua sull'impulso d'uscita del generatore, in modo che la linea di base dell'impulso viene spostata per essere uguale alla tensione di riferimento. L'unione dei due strumenti soddisfa la esigenza di quelle applicazioni che richiedono un accoppiamento in continua, con circuiti a livello di soglia.

La tensione spostatrice dell'impulso è regolabile con continuitá da — 2 a + 2 V. *A*

9. - BIBLIOGRAFIA

C. L. Ruthroff «Some Broad - Band Transformers» Proceedings of the IRE, Agosto 1959.

Lewis and Wells, «Millimicrosecond Pulse Techniques» 2ª edizione, Pergamon Presse, 1959.

Con uno speciale aereo «Alitalia DC8 Jet», noleggiato dalla Oltremare per la CGE-Compagnia Generale di Elettricità, sono partiti venerdì 19 c.m. dall'aeroporto di Fiumicino e successivamente dall'aeroporto Malpensa di Milano, 150 Concessionari di vendita di Radio TV ed Elettrodomestici CGE-General Electric diretti negli Stati Uniti.

Dopo una breve sosta di qualche giorno a New York si recheranno, in visita a Washington e a Louisville nel Kentucky dove saranno ricevuti da alti esponenti della General Electric che li accompagneranno a visitare gli imponenti stabilimenti di elettrodomestici della General Electric, che è appunto la Casa Madre della CGE. Dopo Louisville, si recheranno a Miami dove potranno soggiornare in una delle più famose località balneari del mondo.

dott. ing. Franco Simonini

Qualche notizia per gli orientamenti del mercato degli strumenti di misura elettronici

Iniziamo con questo numero a trattare in appedice alla rubrica le novità del mercato italiano in campo strumentazione con una breve disamina che tocchi i punti fondamentali. Iniziando dai prodotti nazionali vediamo lo sviluppo rigoglioso delle applicazioni dei transistori al silicio.

La Start infatti annuncia la presentazione di un nuovo sweep per TV + FM: il modello EP653 completamente realizzato con transistori al silicio. Con gli stessi componenti è stato inoltre realizzato il nuovo distorsiometro (S27) per la banda 10 Hz ÷ 100 kHz che permette anche l'impiego come millivoltmetro con 1 mV fondo scala di massima sensibilità. La Start sta inoltre studiando un nuovo tipo di alimentatore stabilizzato per 70 V massimi e 3 A di massima erogazione.

La rappresentanza della Hewlett-Packard ha poi presentato un distorsiometro (modello 334A) a regolazione automatica di minimo di lettura, tale da ridurre al minimo l'impegno dell'operatore. Si può leggere lo 0,03% minimo di percentuale di distorsione armonica totale per una banda dai 5 ai 600.000 Hz di fondamentale ed una possibilità di avvertire armoniche fino ai 3 MHz. È previsto un filtro passa-alto commutabile in modo da evitare l'influenza dei ronzii a c.a. ed è pure possibile impiegare lo strumento come millivoltmetro fino a 300 μV di massima sensibilità fondo scala.

Sempre la Hewlett Packard presenta anche un nuovo voltmetro a transistori a c.a., il modello 400E per la banda dai 10 Hz ai 10 MHz. Ecco in breve le caratteristiche: 12 scale dal millivolt ai 300 V fondo scala. Taratura di scala in dB dai —72 ai +52 dB. La precisione è dell'1%. Impedenza di ingresso 10 MΩ con 21 pF per le scale da 1 mV a 1 V e solo 8 pF in tutte le altre scale più elevate. Questo voltmetro può venire utilizzato anche come amplificatore a larga banda a guadagno fisso e di grande stabilità.

Le rappresentanze Belotti invece presentano dei voltmetri digitali ed amplificatori in c.c. della Dana americana. Sono quattro serie di modelli «5400» che con plug-in possono divenire voltmetri integrativi o millivoltmetri differenziali. Della Cossov è disponibile con traccia 60 × 100 mm un oscilloscopio da 20 MHz di banda con 20 n/sec di tempo di salita e la possibilità di 2 prestazioni e cioè: a doppia traccia e differenziale. La sensibilità va dai 5 mV ai 20 V in 12 gradini con un MΩ di impedenza di ingresso.

La General Radio mantiene le sue tradizioni in campo ponti di misura con il nuovo ponte di capacità per elettrolitici modello 1617 per il campo da 1 F agli 1,1 F. La lettura è approssimata all'1% e sono possibili misure su 2-3-4 terminali. Altra novità G.R. è il generatore GR1026 con 6 bande dai 9,5 ai 500 MHz e calibrazioni a cristallo. L'uscita può variare con continuità su 50 Ω dal μV ai 10 V. Ciò che corrisponde a ben 2 W di massima uscita in potenza. Altra novità assoluta è un registratore a nastro (GR526A) di tipo speciale a 2 canali e 2 velocità per analisi dei rumori in banda 15 Hz ÷ 16 kHz. Molto probabilmente nei prossimi numeri descriveremo dettagliatamente questi strumenti.

Il mercato resta infatti pur sempre senza una guida sicura sotto l'incalzare delle novità che tanto più sono numerose in quanto le invenzioni nel campo transistori permettono soluzioni sempre aggiornate di problemi che fino a poco tempo fa sembravano insolubili.

È nostro dovere riparare come meglio possiamo a questa manchevolezza con lo scegliere gli strumenti migliori e soprattutto più rappresentativi che descriveremo e discuteremo nei dettagli.

Non potremo fare tutto quanto è nei desideri del lettore.

Ogni lettore che desideri qualche notizia o qualche indicazione circa l'impostazione di misure o collaudi è invitato a scriverci direttamente esponendo in dettaglio i suoi problemi. A nostra volta risponderemo direttamente o con qualche articolo adeguato informeremo i lettori tutte le volte che il quesito postoci risponda ad una necessità generale.

Luigi Cesone

Alcune applicazioni industriali del diodo a gas ZA 1005*

Il diodo a gas ZA 1005, messo a punto dalla Radiotechnique - Coprim - R.T.C., *presentando una corrente di picco superiore a 120 mA, può essere impiegato per pilotare direttamente un thyristor. Questo fatto concretizza la possibilità di realizzare dei circuiti semplici ed economici utilizzabili negli apparecchi elettrodomestici, nei piccoli utensili portatili e nei dispositivi per regolare l'intensità luminosa di lampade elettriche; non è esclusa, d'altronde, anche la possibilità di utilizzare il diodo in questione per il pilotaggio di un thyristor a sua volta impiegato per il comando di un elemento di forte potenza quale per esempio un ignitron.*

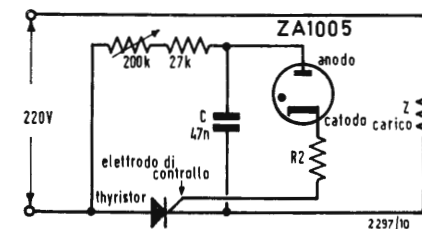



Fig. 1 - Schema fondamentale di impiego del diodo ZA 1005 utilizzato in un circuito di controllo di un thyristor.

1. - CARATTERISTICHE DEL DIODO ZA1005

È noto che la corrente di scarica, nei diodi a gas del tipo a *catodo caldo*, può raggiungere con facilità parecchi ampere; la stessa corrente, invece, assume generalmente il valore di qualche milliampere nei diodi a gas a *catodo freddo*. Questi ultimi consentono, tuttavia, il risparmio della potenza necessaria al riscaldamento, rendono inutile qualsiasi operazione di preriscaldamento, sono di assai semplice impiego e presentano una durata di funzionamento assai prolungata. Per esempio, nel caso del diodo a gas ZA-1005 di cui appunto ci occuperemo, sono state intraprese delle prove di durata fin dal momento della realizzazione del diodo stesso e fino ad ora, vale a dire dopo circa 5000 ore di funzionamento in regime variabile, non è stata riscontrata la pur minima disfunzione; si prevede, anche in base a tali lusinghieri risultati, che la durata in corretto funzionamento del componente dovrebbe essere superiore alle 25.000 ore.

Non è dunque difficile rendersi conto che un diodo a gas a catodo freddo, con i suoi vantaggi inerenti, troverebbe una vasta gamma di impieghi quando si potesse far aumentare almeno un poco il valore della corrente di scarica, onde ottenerne, per esempio, il pilotaggio di un thyristore. La corrente necessaria al pilotaggio dei thyristori nelle applicazioni di questi componenti destinate ai circuiti di alimentazione e regolazione degli apparecchi elettrodomestici, dei piccoli utensili elettrici e dei regolatori di intensità luminosa delle lampade ad incandescenza, raggiunge di norma un centinaio di mA.

Il diodo ZA-1005, messo a punto da La Radiotechnique - Coprim - R.T.C. fornisce, in regime di funzionamento continuativo, una corrente di 120 mA che si eleva a 250 sotto le condizioni di corrente di cresta. Ciò pone a disposizione dell'utente un componente di trascurabile ingombro, le cui dimensioni sono infatti di 25 mm di lunghezza per 6,5 di diametro, di solida costruzione e di costo modesto, in grado di essere impiegato su circuiti estremamente semplificati come avremo modo di constatare in seguito.

Note le proprietà generali dei diodi a gas del tipo a catodo freddo, ci occuperemo ora di precisare i valori tipici di funzionamento del diodo ZA-1005.

Le tensioni di innesco di questo diodo oscillano fra 110 e 140 V in tensione diretta e fra 98 e 118 V in tensione inversa; si noti tuttavia che, quando il diodo viene utilizzato con una tensione di polarizzazione in alternata la cui frequenza industriale sia pari a 50 o 60 Hz, la frequenza di innesco passa corrispondentemente a 100 o 120 Hz e la ionizzazione residua, dopo il primo innesco, è sufficiente per determinare immediatamente l'innesco successivo; questo comportamento è valido sia che la tensione sia realmente alternata o semplicemente raddrizzata e ondulata vale a dire associata ad una notevole componente alternata.

(*) *Electronique Industrielle*, n. 97, ottobre 1967 pag. 583.

Fig. 2 - Angolo di innesco φ di un thyristor (a) in funzione della resistenza in serie con il diodo a gas (b).

Fig. 3 - Circuito da impiegare per il controllo di due thyristor collegati in opposizione (rettificazione di due semionde).

Fig. 4 - Circuiti impiegati per il rilievo delle seguenti curve caratteristiche: In (a), rettificazione di una sola semionda; in (b) funzionamento in regime polarizzato.

La corrente inversa del diodo ZA-1005 raggiunge, nei picchi, il valore di 25 mA; la tensione di mantenimento diretta può variare fra 75 e 90 V, oppure fra 90 e 100 V se si tratta della tensione inversa. Fornite le precedenti indispensabili precisazioni, passeremo ora ad esaminare alcuni circuiti fondamentali ove il diodo in oggetto viene utilizzato per comandare un thyristore.

2. - SCHEMI DI IMPIEGO

Lo schema di principio riprodotto in fig. 1 illustra sotto quali condizioni circuitali deve essere impiegato il diodo ZA-1005 per ottenere il pilotaggio di un thyristore. Il funzionamento del suddetto circuito è assolutamente classico: il condensatore C, che presenta un valore di 47 nF, si carica attraverso il gruppo costituito dal potenziometro P in serie con una resistenza R_1; sotto tali condizioni, quando viene raggiunta la tensione di innesco del diodo, questo ultimo diviene conduttore e sblocca a sua volta il thyristore. Il complesso si comporta come un dispositivo rettificatore ad una sola semionda, ove l'impedenza di carico Z può senz'altro essere costituita da un motore la cui velocità di rotazione varierà in funzione della regolazione effettuata sul potenziometro P. Quest'ultimo, infatti, determina l'angolo di innesco φ del thyristore (fig. 2, a e b); si noti che la curva che mostra l'andamento dell'angolo di innesco in funzione della resistenza del potenziometro è stata stabilita sulla base di un carico induttivo.

Passiamo ora ad analizzare il circuito che consente di effettuare il pilotaggio di due thyristori collegati in opposizione come indicato in fig. 3; in questo caso il diodo ZA-1005 è alimentato in continua, pur partendo dalla rete in corrente alternata a 220 V, tramite un circuito di rettificazione a ponte; l'innesco del diodo si verifica allorchè la tensione ai capi del condensatore C raggiunge un valore sufficientemente elevato; quest'ultimo si scarica allora attraverso il diodo, determinando un impulso nel primario n_1 di un trasformatore i cui secondari sono rispettivamente collegati ai thyristori Th_1 e Th_2; sotto dette condizioni, questi ultimi si sbloccano per cui una corrente alternata fluisce nell'impedenza di carico (utilizzazione). Il trasformatore è stato realizzato avvolgendo 100 spire per ciascun avvolgimento ($n_1 = n_2 = n_3$), con filo di 0,15 mm di sezione, su nucleo in ferroxcube tipo XK5, 35-192, senza traferro, di produzione RADIOTECHNIQUE-COPRIM-R.T.C.; il raddrizzatore a ponte è equipaggiato con diodi BY123 ed il circuito può servire egualmente bene nel caso di alimentazione che preveda la rettificazione di due semionde.

Esamineremo ora in maggior dettaglio il comportamento dei circuiti facendo riferimento ai due schemi illustrati in fig. 4; il primo schema, in a, fa riferimento al circuito funzionante con rettificazione ad una sola semionda; il secondo schema, in b, è anch'esso alimentato dalla rete a 220 V in alternata, sebbene in questo caso un raddrizzatore a ponte costituito da 4 diodi provveda alla rettificazione di detta tensione per cui il tubo ZA-1005, esattamente come il thyristore, funziona con una tensione di polarizzazione. In quest'ultimo caso, si noterà che l'impedenza di carico può essere indifferentemente collegata nel tratto circuitale percorso dalla corrente raddrizzata od in quello in cui fluisce ancora corrente alternata (e cioè prima della rettificazione).

L'intensità di corrente assorbita dal diodo ZA-1005 dipende in tal caso sia dalla capacità C, sia dalla posizione del cursore del potenziometro P, come appunto illustrano le curve della fig. 5, in a per lo schema della fig. 4a, ed in b per quello della fig. 4b. Il tempo di innesco del diodo è compreso fra 4 e 6 μs, come risulta evidente dall'analisi della curva 5c.

Una volta stabilito il valore del condensatore C, la tensione disponibile ai capi della resistenza (o dell'impedenza) di carico dipende essenzialmente dal valore complessivo, R_s, assunto dalla somma delle resistenze del potenziometro P e della resistenza-campione R_1 (fig. 6a); questo comportamento è illustrato graficamente dall'andamento della curva 6b, ove la tensione è misurata ai capi di un carico pari a 10 kΩ.

L'angolo minimo di conduzione del thyristore è pari a 45° (fig. 6c), tenendo conto che detto angolo, come è indicato in fig. 6d, varia di valore in funzione del valore ohmico assunto dalla resistenza R_s.

Il circuito che prevede la rettificazione della tensione di rete (schema ricordato in fig. 7a) consente di ottenere le massime variazioni del valore R_s della resistenza serie (potenziometro + resistenza); l'angolo di innesco minimo φ, è compreso fra 40 e 45° (fig. 7b e C).

Tramite un circuito sperimentale comportante l'utilizzazione di due rettificatori D_1 e D_2, è possibile misurare l'intensità di corrente nei due sensi di flusso. Questa intensità, espressa in mA, assume valori differenti secondo che la tensione sia prelevata prima o dopo il carico, vale a dire rispettivamente nei punti E o F, ed è esponenziale o lineare in funzione del valore assunto dalla resistenza R_s, in serie con l'anodo del tubo ZA-1005 (fig. 8b).

Effettuando le misure tramite una termocoppia che fornisce l'indicazione dell'intensità efficace effettiva, si ottengono per I_1 ed I_2 dei valori leggermente superiori ma che non raggiungono tuttavia i 4 mA alla sommità dell'esponenziale e che conservano un valore approssimativo di 1 mA per I_1 (in posizione F).

Gli oscillogrammi riprodotti in fig. 9, infine, precisano in modo irrefutabile l'andamento delle correnti e delle tensioni rilevate fra catodo ed elettrodo di controllo del thyristore; nel caso delle

Fig. 5 - Grafico dell'intensità di corrente assorbita dal diodo a gas ZA 1005 in funzione del valore del condensatore C, e della regolazione del potenziometro, secondo il circuito di figura 4 a (in a) o 4 b (in b), e curva dei tempi di innesco (c).

Fig. 6 - Tensione utile ai capi della resistenza di carico (in a) in funzione del valore della resistenza serie R_s (b) e grafici dell'angolo di innesco del thyristor (c e d).

forme d'onda di cui in A, B, C, e D, la curva inferiore è quella relativa alla tensione (2 V/cm), mentre gli impulsi di corrente appaiono nella parte superiore, perpendicolarmente alla traccia orizzontale della scansione (I = 0,5 A/cm). Unica differenza, il valore della resistenza R_s, il quale, da 22 kΩ in A, circuito senza diodo, passa a 100 kΩ in B, e successivamente a 150 kΩ in C; ritroviamo il valore di 22 kΩ in D, ove il circuito di prova è stato dotato di un diodo Zener collegato fra catodo ed elettrodo di controllo del thyristore.

Per quanto riguarda la tensione ai capi di R_s, essa è indicata dagli oscillogrammi E (V = 100 V/cm), F e G (V = 200 V/cm); il valore ohmico di R_s è rispettivamente di 22 kΩ in E, di 100 kΩ in F e di 150 kΩ in G.

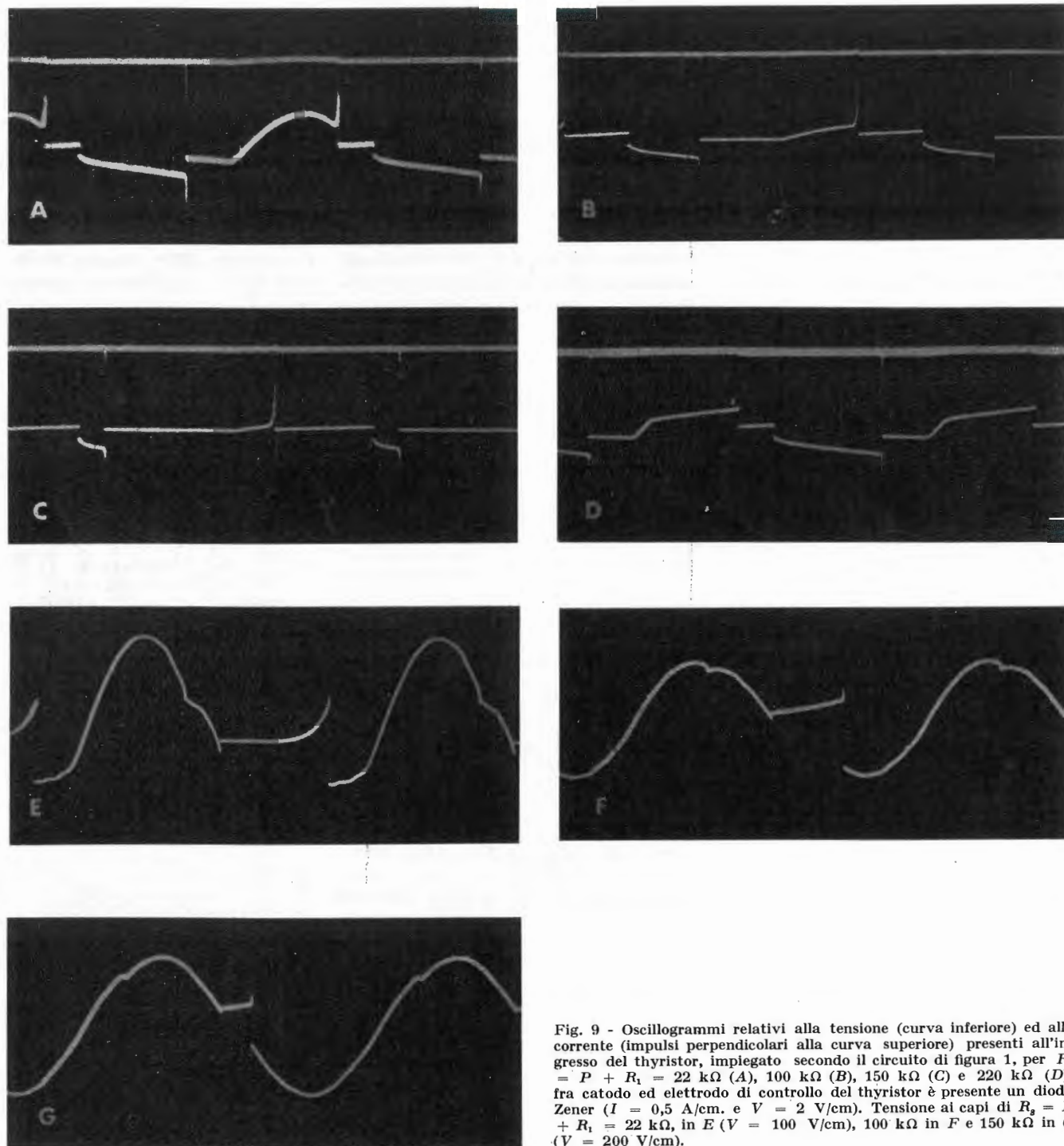



Fig. 9 - Oscillogrammi relativi alla tensione (curva inferiore) ed alla corrente (impulsi perpendicolari alla curva superiore) presenti all'ingresso del thyristor, impiegato secondo il circuito di figura 1, per $R_s = P + R_1$ = 22 kΩ (A), 100 kΩ (B), 150 kΩ (C) e 220 kΩ (D); fra catodo ed elettrodo di controllo del thyristor è presente un diodo Zener (I = 0,5 A/cm. e V = 2 V/cm). Tensione ai capi di $R_s = P + R_1$ = 22 kΩ, in E (V = 100 V/cm), 100 kΩ in F e 150 kΩ in G (V = 200 V/cm).

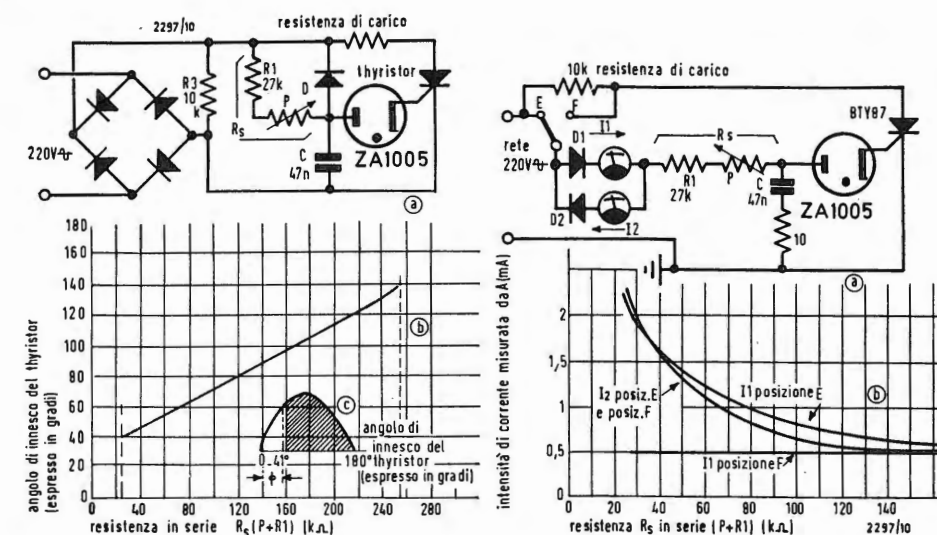



Fig. 7 - Andamento dell'angolo di innesco del thyristor relativo allo schema (a) in funzione della resistenza serie R_s (b e c).

Fig. 8 - Grafico dell'intensità di corrente fornita dai diodi D_1 e D_2 (a) espressa in funzione della resistenza serie R_s (b). Se valutata mediante uno strumento a termocoppia, l'intensità di corrente efficace reale raggiunge, al massimo, i 4 mA.

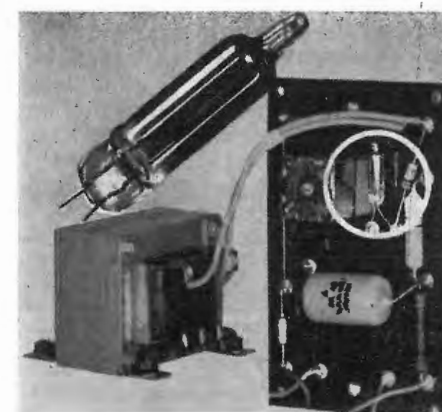



Fig. 10 - Aspetto del dispositivo per la depurazione dell'acqua nel quale è stato impiegato un diodo ZA 1005. Quest'ultimo è visibile nel circoletto bianco e, ingrandito circa due volte, in alto a sinistra.

3. - APPLICAZIONI PRATICHE

Gli schemi dei circuiti precedentemente esaminati suggeriscono con immediatezza le possibili applicazioni del diodo ZA-1005. Ne richiameremo in particolare due che hanno già trovato la propria realizzazione commerciale.

La prima concerne la realizzazione di un dispositivo di comando per un trapano a pistola di marca Skill olandese, a velocità variabile, fabbricato in parecchie centinaia di migliaia di esemplari in meno di un anno. L'elemento di controllo del trapano elettrico è in questo caso semplicemente costituito dal potenziometro P del circuito di innesco del diodo; quest'ultimo controlla l'angolo di conduzione del thyristore che a sua volta controlla l'intensità di corrente che fluisce attraverso gli avvolgimenti del motore; questo sistema di controllo a velocità variabile è stato denominato « sistema varitour ».

La seconda applicazione che riferiamo concerne una realizzazione francese assai interessante: trattasi di un dispositivo per la detartarizzazione elettronica dell'acqua. Praticamente tutte le industrie utilizzano l'acqua nel corso dei loro processi di lavorazione e conoscono purtroppo le conseguenze dannose derivanti dai depositi e dalle incrostazioni calcaree; la soluzione generalmente adottata per eliminare detti depositi (escludendo i casi in cui ci si rassegna a subirne le conseguenze) consiste nell'attuare un processo di demineralizzazione dell'acqua impiegata negli impianti, soluzione questa non certamente economica. Si è invece recentemente scoperto che la scarica di un condensatore nell'acqua provoca la precipitazione delle particelle di calcare le quali si depositano sotto forma di fanghiglia; inoltre, detta scarica provoca la disgregazione progressiva dei depositi di tartaro esistenti, senza modificare il pH dell'acqua.

Il dispositivo elettronico di purificazione è essenzialmente composto da un condensatore la cui scarica viene comandata e controllata da un thyristore che a sua volta è pilotato da un diodo ZA-1005. Attuate naturalmente le indispensabili precauzioni di isolamento, il circuito si riduce essenzialmente a quanto descritto. Gli elettrodi immersi nel liquido trasmettono degli impulsi la cui durata dipende dalla quantità di acqua sottoposta al trattamento, quantità che può variare da un minimo di 500 l/h ad un massimo di 100 m³/h e anche più.

Nella fotografia rappresentata in fig. 10 è illustrata la piastrina su cui è montato il circuito del dispositivo; si noti, posta in evidenza dal cerchietto bianco, la presenza del diodo ZA-1005. Lo stesso è riprodotto ingrandito di circa il doppio rispetto alle dimensioni reali, nella parte superiore sinistra della citata fotografia. A

Norme ufficiali di TV a colori secondo il sistema Secam III*

1. - ANALISI DELL'IMMAGINE

Le caratteristiche principali dell'analisi dell'immagine sono quelle del sistema in bianco-nero a 625 righe e 50 trame per secondo, noto come sistema L del C.C.I.R.

2. - CARATTERISTICHE DEL SEGNALE VIDEO COMPOSTO

2.1. Il segnale video composto comprende il segnale video di luminanza e il segnale di crominanza.
Lo spettro del segnale di crominanza è situato nei limiti dello spettro del segnale di luminanza.

2.2. Il segnale di luminanza è uguale a: $E'_y = 0{,}299\, E'_R + 0{,}587\, E'_V + 0{,}114\, E'_B$, dove $E'_R = E_R^{1/\gamma}$; $E'_V = E_V^{1/\gamma}$; $E'_B = E_B^{1/\gamma}$.
E_R, E_V, E_B sono rispettivamente i segnali video corrispondenti ai tre colori fondamentali rosso, verde, blu.
γ è l'esponente della funzione caratteristica di trasporto del tubo di sintesi; il suo valore è prossimo a 2,2.
Nota. - Nel caso in cui il segnale di luminanza sia generato da un tubo da presa d'immagini separato, è ammesso che la sua composizione differisca da quella indicata nel presente paragrafo.

2.3. I segnali E_R, E_V, E_B corrispondono ai colori fondamentali del sistema di sintesi ed hanno i seguenti coefficienti di cromaticità nel sistema di coordinate della C.I.E.:

Rosso (R) $x = 0{,}67$; $y = 0{,}33$
Verde (V) $x = 0{,}21$; $y = 0{,}71$
Blu (B) $x = 0{,}14$; $y = 0{,}08$.

2.4. Il segnale di crominanza è costituito da una sottoportante di crominanza modulata in frequenza da due segnali di differenza di colori trasmesse con sistema sequenziale di riga.

2.5. I segnali di differenza di colori sono:
per una riga $D'_R = -1{,}9\,(E'_R - E'_y)$
per la riga successiva $D'_B = 1{,}5\,(E'_B - E'_y)$.
Nota - I coefficienti numerici, che appaiono nelle formule dei paragrafi 2.2, 2.3 e 2.5, possono essere oggetto di correzioni in funzione dell'adozione dei futuri fosfori del tubo di sintesi.

2.6. Nella trasmissione della crominanza di una sorgente di colore bianco corrispondente alla sorgente C della C.I.E. ($x = 0{,}310$; $y = 0{,}316$), l'eguaglianza $E_R = E_V = E_B$ è assicurata, rendendo così nulli i segnali di differenza di colori.

2.7. Prima della modulazione della subportante, i segnali di differenza di colore D'_R e D'_B subiscono una correzione video frequenza mediante un circuito il cui fattore di trasmissione è espresso dalla formula:

$$A_{VF}(f) = \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/Kf_1}$$

dove $f_1 = 85$ kHz e $K = 3$.

2.8. In assenza di modulazione, cioè per la trasmissione della crominanza corrispondente al colore bianco C.I.E. tipo C ($E_R = R_V = E_B$), e durante gli intervalli posteriori dei segnali di soppressione di riga, la frequenza della sottoportante di crominanza ha il seguente valore:
per le righe modulate dal segnale D'_R
$f_{OR} = 282 f_H$ $f_{OR} = 4{,}40625$ MHz;
per le righe modulate dal segnale D'_B
$f_{OB} = 272 f_H$ $f_{OB} = 4{,}25000$ MHz, dove f_H è la frequenza di scansione orizzontale.

2.9. La deviazione nominale di frequenza della portante di crominanza corrispondente ai livelli $D'_R = D'_B = 1{,}0$ (prendendo uguale a 1,0 l'ampiezza nero-bianco del segnale di luminanza) è uguale ai seguenti valori:
per la modulazione con D'_R 280 kHz;
per la modulazione con D'_B 230 kHz.
Il valore massimo dell'escursione raggiunta nelle creste dei segnali D'_R e D'_B preaccentuati, è limitata ai seguenti valori:
per la modulazione di D'_R +350 kHz e —500 kHz;
per la modulazione di D'_B +500 kHz e —350 kHz.

2.10. L'ampiezza della subportante di crominanza per la frequenza corrispondente al minimo della curva di correzione in alta frequenza (v. paragrafo 2.11) è uguale a 0,115 (0,23 punta-a-punta) prendendo uguale a 1,0 l'ampiezza nero-bianco del segnale di luminanza.

2.11. Il segnale di crominanza modulato in frequenza riceve una correzione in alta frequenza, mediante il passaggio in un circuito, il cui fattore di trasmissione è espresso dalla formula:

$$A(f) = \frac{1 + j\,16\,F}{1 + j\,1{,}26\,F}$$

dove $F = \dfrac{f}{f_O} - \dfrac{f_O}{f}$, con f_O = 4,28600 MHz.

2.12. I segnali di sincronizzazione dei colori (segnali di identificazione delle righe), permettenti la messa in fase dei commutatori del trasmettitore e del ricevitore, vengono trasmessi durante 9 righe dell'intervallo di cancellazione verticale, precisamente sulle righe da 7 a 15 della prima trama, e sulle righe da 320 a 328 della seconda trama dell'immagine. Essi consistono in treni d'impulsi alla frequenza della subportante modulata in frequenza dai seguenti segnali, trasmessi sequenzialmente di riga in riga:
a) D'_R variabile linearmente dall'inizio della riga durante 15 ± 5 μsec, da 0 a + 1,25 seguito da un piedestallo al livello di + 1,25;
b) D'_B variabile linearmente dall'inizio della riga durante 20 ± 10 μsec, da 0 a — 1,50 seguito da un piedestallo al livello di — 1,50 (prendendo uguale a 1,0 l'ampiezza nero-bianco del segnale di luminanza).
Nelle trame 1 e 2, il segnale D'_R viene trasmesso sulle righe dispari e il segnale D'_B sulle righe pari.

2.13. Il segnale di crominanza viene soppresso:
a) durante il segnale di cancellazione orizzontale, dall'inizio di questo segnale e fino ad un istante compreso fra 5,4 e 6 μsec dopo il fronte anteriore del segnale di sincronizzazione di riga; tuttavia il limite superiore potrà essere aumentato fino a 8 μsec, se ciò si dimostrerà utile;
b) durante il segnale di cancellazione verticale, salvo i periodi di trasmissione dei segnali di identificazione delle righe descritte al paragrafo 2.12.

2.14. Si ammette una modulazione di ampiezza complementare della sottoportante di crominanza per mezzo di un segnale dipendente dal livello dei componenti del segnale di luminanza, che si trovano nella banda di frequenze del segnale di crominanza.
Nota - Le caratteristiche di questa modulazione verranno precisate ulteriormente.

2.15. Il segnale di luminanza viene trasmesso con la banda di frequenze di 6 MHz.

2.16. I segnali di differenza di colori, oltre alla correzione a video frequenza descritta al paragrafo 2,7, subiscono una limitazione di spettro per mezzo di un circuito, che fornisce un'attenuazione di 3 dB a 1,4 MHz e almeno di 20 dB alle frequenze superiori a 3 MHz.

2.17. La precisione di coincidenza nel tempo dei segnali di luminanza e di crominanza verrà ulteriormente precisata.

2.18. La fase della subportante non modulata è uguale a 0° o a 180° con riguardo alla frequenza di riferimento f_{OR} o f_{OB} indicata al paragrafo 2.8. La variazione di fase di 180° viene effettuata durante una riga ad ogni 3 righe e, inoltre, durante una trama ad ogni due trame.

3. - CARATTERISTICHE DEL SEGNALE IRRADIATO

Le caratteristiche generali del segnale irradiato sono quelle usate per la radiodiffusione del sistema in nero-bianco a 625 righe e 50 trame al secondo, noto come sistema L del C.C.I.R. *A*

(*) Emanate in Francia con Decreto del 20 gennaio 1967. Estratto dal J. O. del 24 gennaio 1967.

Comunicato PROD.EL - AUDEL

In conseguenza del forte incremento di lavoro nel campo radio professionale (radiotelefoni fissi, mobili e portatili), che già per il passato assorbiva oltre il 90% della nostra attività produttiva; la Prod. El ha deliberato di sospendere l'attività commerciale della divisione « Alta Fedeltà » (amplificatori, radiogrammofoni, registratori, impianti di « Alta Fedeltà », ecc.) a partire dal 1° luglio 1967.
Per l'attuazione del suddetto programma, la Prod. El ha affidato alla Spett.le Audel s.a.s. con sede in Milano - Viale Tunisia, 45 - la concessione di vendita esclusiva per tutta l'Italia dei prodotti « Alta Fedeltà », tanto di sua fabbricazione quanto di prodotti delle Case Estere sin qui rappresentate.
Siamo certi che la « Audel » s.a.s., che ha da poco iniziato la sua attività sotto la direzione dell'ing. Giorgio Bertazzoni, potrà dare un nuovo impulso organizzativo alla diffusione della « Alta Fedeltà » Prod. El.

Una nuova apparecchiatura, completamente transistorizzata, richiama la attenzione degli esperti nel campo delle radiazioni nucleari: si tratta del contatore-integratore universale Philips tipo PW 4251. Concepito per applicazioni generali per l'analisi delle radiazioni in fisica nucleare, è particolarmente indicato per fisici, biologi, radiochimici, chimici analitici e per tutti coloro che si occupano di radiazioni nucleari negli ospedali, laboratori pubblici, industriali e privati.
Queste le principali caratteristiche tecniche: alimentatore da 300 a 3000 V - amplificatore - discriminatore integrale e differenziale - possibilità di collegamento a tubi Geiger Muller, rivelatori proporzionali e sonde a scintillazione - contatore a 5 decadi - temporizzatore - integratore - circuito di anticoincidenza - uscita da stampante digitale, attraverso un apparecchio per il controllo della stampante.

(*p. h.*)

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

dott. ing. A. Calegari

La tecnica delle misure sui giradischi*

Spesso nella letteratura tecnica, quando si parla di giradischi, emerge la questione del livello di rumorosità meccanica, del tasso di pianto (ululazione), di scintillazione ecc. Ma questi termini, familiari all'orecchio degli iniziati, a che cosa si riferiscono esattamente? Come permettono di definire la qualità di un giradischi? Sono queste domande alle quali pochi tecnici sarebbero indubbiamente in grado di rispondere a bruciapelo. Da qui l'interesse dello studio che segue, non solo facente il punto sulla questione, ma anche indicante grandezze sotto mano, che non dovrebbero più essere trascurate da tutti coloro che hanno da fare misure sui giradischi.

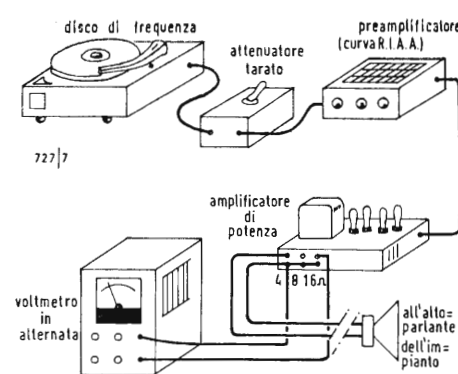



Fig. 1 - Apparecchiatura da approntare per effettuare la misura della rumorosità meccanica (rumble).

1. - MISURA DI RUMOROSITÀ MECCANICA (ROMBO O RUMBLE)

Fra i criteri, che servono a definire la qualità di un giradischi, il rombo meccanico (o rumble), la cui origine va cercata nelle vibrazioni generate dal sistema meccanico di messa in rotazione del piatto, è certamente uno dei fenomeni che i tecnici hanno un grande interesse di poter valutare.

Pochi di loro pertanto si lanciano in quest'avventura, pensando, per altro a torto, che la misura del livello del rumore di un giradischi richieda la messa in azione di grandi mezzi tecnici.

Ora, come si vedrà, una simile misura può perfettamente essere eseguita felicemente coi mezzi normali. Basta perciò disporre di un disco di prova (« test »), molto facilmente reperibile, di un attenuatore tarato, di cui si darà in seguito la descrizione, e di un voltmetro in alternata provvisto di scala in dB. Tutto ciò, bisogna convenirne, è alla portata di un qualunque tecnico anche mediocremente attrezzato.

2. - PRINCIPIO DELLA MISURA

Fra le altre cose, il ronzio meccanico di un giradischi dipende evidentemente dalle vibrazioni del sistema di trascinamento, ma anche dalla sensibilità della testina fonorivelatrice usata e dalla regolazione dei comandi del guadagno e del tono (bassi, principalmente). Perciò, il rumore meccanico deve essere considerato come un rapporto segnale/disturbo e si definisce in relazione al livello di un segnale di riferimento inciso, ad una data velocità, sul disco usato per la misura.

Secondo le norme NAB (National Association of Broadcasters) del 1953, questo segnale è dato da un'onda sinoidale di frequenza uguale a 100 Hz e incisa con la velocità laterale di taglio di 1,4 cm/sec di cresta.

La tecnica di misura è semplice. Consiste nell'usare un disco provvisto di zone vergini di modulazione e alternativamente di zone registrate nelle condizioni sopra definite.

Per determinare il livello di rumorosità meccanica, basta allora confrontare l'ampiezza del segnale di riferimento da un fonorivelatore (e trasmesso ad un amplificatore, poi misurato all'uscita di quest'ultimo) con quello ottenuto sulle zone vergini ed avente come sola origine le vibrazioni meccaniche trasmesse all'equipaggio mobile del fonorivelatore.

In realtà, però il processo si complica un poco. Infatti, essendo indotti, quando si fa il passaggio sulle zone vergini, a spingere il guadagno al massimo per rendere possibile la misura dei segnali parassiti di origine meccanica, si è obbligati, quando si fa la lettura del segnale di riferimento, ad interporre un attenuatore fra l'uscita del fonorivelatore e l'entrata del complesso amplificatore, in assenza del quale attenuatore, l'amplificatore si troverebbe evidentemente in condizioni di saturazione. La disposizione per la misura è schematizzata in fig. 1.

3. - PRATICA DELLA MISURA

Questo attenuatore, va da sè, deve essere tarato e provvisto di un contattore che permetta di porlo facilmente fuori servizio. Il circuito di fig. 2 corrisponde bene a queste necessità. Procurando, quando è inserito, un'attenuazione fino a 35 dB, questo attenuatore è previsto per essere installato, come indicato in fig. 1, tra l'uscita del fonorivelatore e l'entrata del preamplificatore dell'apparecchiatura usata per la misura.

Si precisa che i valori indicati convengono a fonorivelatori di tipo magnetico funzionanti normalmente con l'impedenza di carico di 47 kΩ. Per fonorivelatori di tipo piezoelettrico, richiedenti un carico dell'ordine di 1 MΩ, converrà moltiplicare per 20 i valori delle due resistenze, e dividere per questa stessa cifra il valore del condensatore di entrata.

Tutti questi componenti, per evitare ronzii parassiti, devono essere disposti in una scatola metallica accuratamente collegata a massa. Parimenti, tutti i fili di collegamento devono essere ben schermati; le prese impiegate devono essere preferibilmente di tipo coassiale.

Avendo realizzato questo attenuatore (il che senza dubbio richiede un brevissimo tempo), si potrà procedere ad effettuare un certo numero di operazioni, che si svolgeranno secondo il seguente procedimento.

— Collegare dapprima l'attenuatore (messo in precedenza fuori circuito per mezzo del contattore) fra l'uscita del fonorivelatore e l'entrata del preamplificatore (dopo aver preso cura di disporre eventualmente ques'ultimo sull'equalizzazione RIAA).

— Se l'impianto è stereofonico, ritoccare il controllo di bilanciamento per ottenere il massimo guadagno sul canale utilizzato per la misura.

— Collegare il voltmetro in alternata, provvisto di scala tarata in dB, dell'impedenza di uscita più alta disponibile sull'amplificatore.

— Mettere la puntina del fonorivelatore entro un solco vergine del disco di misura e regolare, se sia il caso, il controllo di guadagno per ottenere una tensione di uscita dell'ordine di 1 V, mantenendo in posizione lineare i controlli dei bassi e degli acuti.

— Assicurarsi che nessun accoppiamento acustico esista fra il fonorivelatore e l'altoparlante (o gli altoparlanti), il che si verifica interrompendo il cavo di collegamento a questo (o a questi) e notando che la deviazione dell'indice dell'apparecchio di misura non sia influenzata da questa modifica. In caso contrario (diminuzione del valore del segnale misurato), bisogna allontanare al massimo gli altoparlanti dal giradischi, per evitare qualsiasi reazione, causa di errori nelle successive misure.

Al limite, si potrà, evidentemente, sostituire l'altoparlante con una resistenza di sufficiente potenza. Questo sistema non è però consigliabile, poichè, arrischia di lasciar passare inosservato il ronzio parassita facilmente identificabile a orecchio, e che falserà esso pure la misura finale.

Solo dopo aver adempiuto a tutti questi preliminari indispensabili, si potrà passare alla fase dinamica della misura, che si effettuerà secondo l'ordine seguente:

— in un primo tempo, disporre il contattore dell'attenuatore sulla posizione —35 dB, dopo aver preso cura di ridurre il disturbo di superficie per mezzo del controllo degli acuti;

— mettere poi la puntina del fonorivelatore sopra una delle zone del disco di misura dove è inciso il segnale di riferimento; regolare poi il guadagno dell'amplificatore in modo da riportare l'indice del voltmetro in corrispondenza del riferimento 0 dB;

— senza nulla cambiare delle precedenti regolazioni, passare sopra una zona esente da modulazione e assumere la posizione del contattore dell'attenuatore corrispondente al fuori circuito. Rilevare quindi la nuova indicazione dell'indice dello strumento di misura.

Arrivati a questo punto, il livello di rumorosità del giradischi in prova viene determinato molto semplicemente facendo la somma algebrica del numero di dB ottenuti in queste condizioni e dei —35 dB dell'attenuatore tarato.

Così, se la lettura dei solchi vergini ci dà +6 dB rispetto alla lettura precedente, se ne deduce che il livello di « rumble » del giradischi è uguale a —35+6 = —29 dB. Allo stesso modo, se la lettura dei solchi vergini dà luogo ad una deviazione dell'indice dello strumento di misura, inferiore di —5 dB a quella rilevata (con l'attenuatore) col segnale di riferimento, si deduce che il livello di rumore è uguale a —35 —5 = —40 dB.

4. - CASI PARTICOLARI

Per tutto ciò che si è detto, si è supposto che il segnale di riferimento del disco di misura corrisponda ad un'onda sinoidale di frequenza 100 Hz e incisa con la velocità laterale di taglio di 1,4 cm/sec di cresta. Ma in pratica i dischi di misura disponibili non sono realizzati tutti costantemente secondo questa norma. Ce ne sono infatti alcuni nei quali il segnale di riferimento corrisponde ad una sinussoide di 1000 Hz registrata con la velocità laterale di 7 cm/sec di cresta. In queste condizioni, quando simili dischi sono impiegati unitamente ad un preamplificatore, che effettua la compensazione della caratteristica di registrazione conformemente alla norma R.I.A.A., è

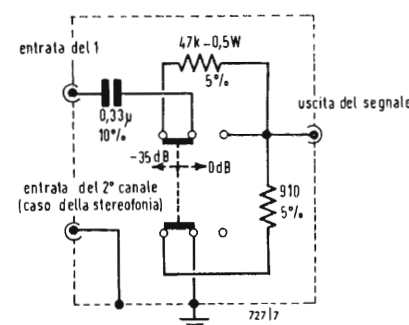



Fig. 2 - Particolare dei circuiti dell'attenuatore tarato (—35 dB).

(*) *Toute l'electronique*, n. 302, gennaio 1966 pag. 37.

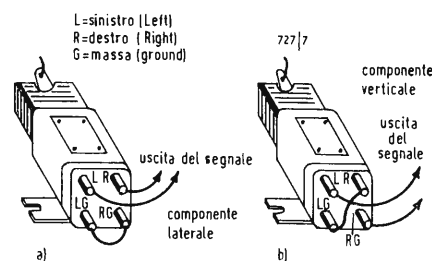



Fig. 3 - Collegamenti da effettuare in un fonorivelatore per sensibilizzarlo alla componente laterale (*a*) o alla componente verticale (*b*).

indispensabile apportare una leggera correzione. Essa consiste (la cosa è fortunatamente semplice) nell'aggiungere 1 dB alla cifra ottenuta secondo il metodo descritto al paragrafo precedente; i —29 dB divengono pertanto —28 dB e —40 dB divengono —39 dB per riprendere i due esempi precedenti.

Quando si ha a che fare con complessi stereofonici, la tecnica della misura del rumore meccanico è evidentemente la stessa di quella descritta qui sopra. Tuttavia, le varie operazioni devono essere ripetute per ciascun canale, il che si effettua con la semplice commutazione delle prese di uscita del fonorivelatore ai morsetti di entrata dell'attenuatore, tutti gli altri elementi (preamplificatore, amplificatore ecc.) restando disposti allo stesso modo.

Si può, ben inteso, utilizzare lo stesso tipo di disco; ci si ricordi tuttavia che in queste condizioni, il livello di rumorosità meccanica ottenuto corrisponde alla somma delle componenti laterale e verticale. Si tenga presente inoltre che un segnale inciso lateralmente alla velocità di taglio di 1,4 cm/sec di cresta (e riprodotto da un fonorivelatore stereofonico) genera ai terminali di uscita di ciascun canale di quest'ultimo una tensione di ampiezza uguale a quella che genererebbe uno stesso segnale registrato su un solco a 45° con la velocità di taglio di 1 cm/sec di cresta.

Non è d'altronde inutile a questo proposito precisare che la velocità di taglio di 1 cm/sec di cresta nel piano della modulazione (e per un segnale a 100 Hz) corrisponde alle nuove norme (1964) dello standard NAB, il quale precisa in particolare il livello di rumorosità meccanica da non superare per i giradischi di qualità:

—35 dB per i complessi « mono »;

—40 dB per i complessi « stereo ».

Giacchè stiamo parlando di complessi stereo, ricordiamo ancora che ciascun canale contribuisce per metà al segnale utile e per metà al « rumble ». Se pertanto, il « rumble » di ciascun canale è —35 dB, il livello totale di rumore meccanico è di —35 dB. Se le due cifre sono diverse, il « rumble » risulta migliore di quello del canale meno favorito dei due, la cifra definitiva risulta dalla correzione secondo la seguente tabella:

Differenza di lettura fra i due canali [dB]	Numero di dB da togliere dalla lettura meno buona [dB]
1	0,5
2	0,9
3	1,2
5	1,8
10	3

Come applicazione di questa tabella, supponiamo che le due misure diano: —34 dB per il canale sinistro, e —36 dB per il canale destro. Se ne deduce che il « rumble » totale del giradischi è uguale a (—34 —0,9) dB diverso di —35 dB.

5. - COMPONENTI LATERALE E VERTICALE

Non è raro che gli utenti abbiano imparato a loro spese che un giradischi buono in monofonia, si riveli esageratamente rumoroso in stereofonia, perchè i fonorivelatori stereofonici sono in realtà sensibilissimi alla componente verticale della rumorosità meccanica.

Da qui l'interesse per le misure, che permettono di controllare questa componente altrettanto nociva di quella che ha luogo nel piano orizzontale. Per fare ciò, è indispensabile un fonorivelatore a uscite contrassegnate (fig. 3). Secondo i collegamenti effettuati, si può o utilizzare bene la capsula rivelatrice per la sola componente verticale, o, al contrario, renderla sensibile alla sola componente orizzontale del disturbo meccanico. Nel primo caso, ciò si ottiene connettendo le uscite dei canali in modo da ricavare la somma dei segnali elettrici sfasati (fig. 3a); nel secondo caso, ci si arriva connettendo in fase le uscite dei due canali (fig. 3b). Aggiungiamo che è indispensabile per ottenere una misura corretta, procedendo in questo modo, definire il livello 0 dB sul segnale di riferimento riprodotto col fonorivelatore sensibilizzato alla componente laterale del rumore meccanico. Per il resto, si può, come prima, sommare i risultati delle misure delle componenti laterale e verticale del « rumble » totale. Si noti che, nelle condizioni sopra specificate, il livello di disturbo meccanico determinato a partire da un segnale registrato lateralmente a 1,4 cm/sec di cresta, può essere tradotto secondo le nuove norme a 1 cm/sec di cresta aggiungendo 3 dB alla cifra letta (—38 dB divengono così —35 dB).

6. - MISURA DELLA REGOLARITÀ DI VELOCITÀ, DELLA ULULAZIONE (PIANTO) E DELLA SCINTILLAZIONE

Per controllare la velocità di rotazione del piatto di un giradischi, il metodo più usato è quello che consiste nel porre su quest'ultimo un dischetto stroboscopico, definito in funzione della velocità di rotazione desiderata e della frequenza della rete di alimentazione, e nell'illuminarlo per mezzo di una sor-

Fig. 4. - Curve che mettono in evidenza il comportamento di un cattivo (*a*) e di un buon (*b*) giradischi in funzione dell'aumento del carico meccanico (quest'ultimo è riportato in ascisse).

gente luminosa a 50 Hz (o a 60 Hz), come ad es. una lampada a incandescenza o meglio un tubo fluorescente.

In queste condizioni la variazione della velocità lenta del giradischi deve poter essere conforme allo standard NAB, e cioè rimanere inferiore al ±0,3%. Il che, sul piano pratico, corrisponde al passaggio di 20 tratti dello stroboscopio per minuto a 50 Hz (cioè un tratto ogni 3 secondi), o a 1/18 di un semitono della scala temperata. Queste cifre sono valide per i giradischi di qualità; per i complessi usati in registrazione le norme NAB sono ancora più severe; infatti, per esse, la variazione lenta di velocità deve, in ogni caso rimanere minore ±0,1%.

7. - REGOLARITÀ DI VELOCITÀ

Ma questo controllo non è il solo da doversi prendere in considerazione. Infatti la regolarità della velocità del piatto del giradischi deve essere definita anche in relazione alle variazioni della tensione di rete e del carico meccanico.

Prendiamo dapprima in esame il caso delle variazioni della tensione di rete.

Per verificare il buon comportamento di un giradischi rispetto ad essa, si usa più spesso un alternostato (variatore di tensione), che permette di variare fra 100 e 130 V la tensione di alimentazione del motore del giradischi. Se tutto è a posto, la variazione di velocità controllata in queste condizioni e conformemente al metodo sopra definito, deve essere contenuta entro ±3% ammesso dalle norme NAB: precisiamo tuttavia che la prova deve essere fatta con un disco sul posto e un fonorivelatore posto sul disco, regolando la forza di appoggio a 7,5 gr.

La misura della regolarità della velocità in funzione delle variazioni del carico meccanico non è meno importante: essa permette infatti di tener conto di un certo numero di casi pratici passati in rassegna qui appresso. Cominciamo da quello della frenatura provocata da un braccio di riproduzione: è evidente che secondo che il fonorivelatore si trova al principio o alla fine di un disco, il carico meccanico corrispondente non è lo stesso, la frenatura più forte si verifica all'inizio. Questa differenza equivale ad un aumento di circa 2 gr della forza di appoggio: il fenomeno è dunque lungi dall'essere trascurabile. Altre cause di variazione di carico meccanico: la presenza di passaggi registrati ad altissimo livello (il che corrisponde ad un aumento di 1 o 2 gr della forza di appoggio), e soprattutto l'uso di mezzi di pulitura, cha apportano una frenatura equivalente ad un aumento da 4 a 6 gr della forza di appoggio. Da qui l'interesse di escogitare un metodo di misura per tener conto di tutti questi diversi fattori. Come ci si può rendere conto, tale metodo è dei più semplici.

Consiste infatti, con un disco stroboscopico messo in posto, nell'effettuare una prima prova con un fonorivelatore avente una forza di appoggio di 2,5 gr e collocato all'inizio di un disco inciso ad alto livello; in queste condizioni, la variazione lenta di velocità osservata deve tradursi in un passaggio di tratti inferiore a 20 al minuto.

Avendo verificato che ciò avvenga, si aumenta poi la forza di appoggio a 7,5 gr: se la « riserva » del giradischi è sufficiente, la riduzione di velocità non deve essere superiore alle norme NAB, cioè allo 0,3%.

Questo metodo non ha evidentemente nulla a che vedere con altri abitualmente praticati e che consistono nel tener conto della rapidità di partenza del piatto e della forza che bisogna impiegare per immobilizzare quest'ultimo. Se li segnaliamo, è perchè essi vengono spesso interpretati erroneamente. Infatti il primo metodo informa solo circa la coppia di avviamento del motore e niente altro; è infatti impossibile partendo da una simile considerazione di farsi la minima idea sulla regolarità della velocità di rotazione del piatto giradischi. Quanto al secondo metodo, che consiste nel tentare di arrestare il piatto appoggiando il dito sul suo bordo esterno, se dà un'idea della potenza del motore, non può però permettere di valutare la regolarità della coppia di quest'ultimo in funzione delle variazioni del carico meccanico; certi motori vedono infatti cadere la loro velocità al di sotto dei limiti accettabili, appena che il carico meccanico

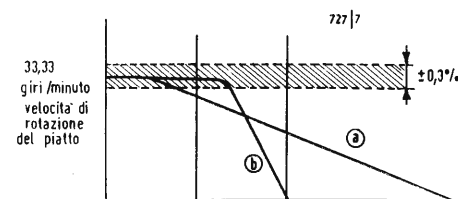



Fig. 5 - Diagramma indicante le variazioni di velocità di un giradischi di alta qualità che mette in evidenza in *a*) l'ululazione (pianto) in *b*) la scintillazione.

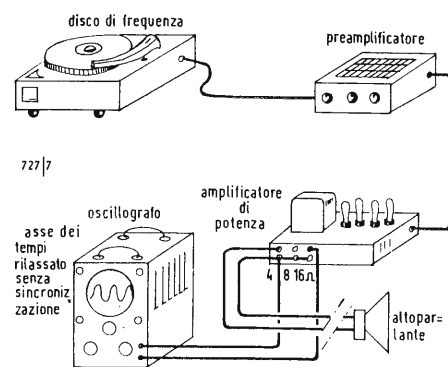



Fig. 6 - Principio della misura delle fluttuazioni di velocità di un giradischi; l'oscillografo viene usato con l'asse dei tempi rilassato e senza sincronizzazione.

varia leggermente e seguitano a girare (ad una velocità sensibilmente più lenta, è vero), anche se si pratica una forte frenatura (fig. 4a). Inversamente vanno le cose per i motori, che, bloccati appena si esercita una energica frenatura sul bordo del piatto giradischi, conservano, al contrario, la velocità nei limiti imposti in presenza di un carico meccanico normale (fig. 4b).

8. - ULULAZIONE (PIANTO) E SCINTILLAZIONE

I fenomeni come il pianto e la scintillazione sono generalmente designati col termine più generico di fluttuazioni di velocità e comportano tutti una modulazione più o meno rapida e pronunciata dell'altezza dei suoni riprodotti.

Un esempio tipico ben noto è dato da certi impianti di cinema, all'istante dell'avviamento del proiettore, al momento del cambiamento di bobina. Precisiamo però, che il pianto riguarda le variazioni di velocità a frequenze bassissime (fra 0,5 e 10 Hz per es.), mentre la scintillazione designa più particolarmente le variazioni di velocità che si generano a frequenze un po' più alte: da 10 a 300 Hz.

Questa distinzione è illustrata dall'oscillogramma di fig. 5, traducente le variazioni di velocità di un giradischi professionale e che mette in evidenza in *a*) il pianto e in *b*) la scintillazione, qui sopra definiti. Per stabilire un simile rilievo, è inutile dire che è indispensabile un'apparecchiatura complessa ed insieme costosa. Noi citiamo perciò tale procedimento riservato ai laboratori, solo per ricordarne l'esistenza.

Ciò che ci proponiamo (sebbene non permetta di raggiungere la stessa precisione) è evidentemente molto più semplice, poichè non richiede quasi altro che un disco di frequenze usato in unione con un oscillografo. Ma, come vedremo, permette interessantissime valutazioni soggettive, soprattutto se l'esame visivo si effettua abbinato all'esame uditivo. La messa in opera di questo procedimento si effettua conformemente alla fig. 6; l'elemento nuovo (rispetto alla misura del rumble in fig. 1) è costituito da un oscilloscopio di controllo ivi usato, la cui precisione è importante, in condizioni di deviazione rilassata e non sincronizzata. Si pone un disco di frequenza sul piatto del giradischi; si sceglie una zona registrata con frequenze comprese fra 1000 e 3000 Hz e ci si assicura, prima di procedere all'esame del segnale registrato, che il controllo dei bassi dell'impianto sia messo fuori circuito; ciò allo scopo che un « rumble » intempestivo non venga a modulare inopinatamente la sinussoide osservata. Si regola poi il comando dell'asse dei tempi dell'oscillografo in modo da ottenere sullo schermo 3 o 4 cicli del segnale rilevato dal fonorivelatore; poi si tenta di rendere più stabile possibile l'immagine ottenuta in queste condizioni; ciò unicamente per mezzo del verniero di vobulazione e non toccando in nessun caso il controllo di sincronizzazione posto a zero.

Si hanno allora molte probabilità di ottenere un oscillogramma essenzialmente mobile e caratterizzato da uno spostamento laterale da sinistra verso destra e viceversa delle sinusoidi riprodotte. Fenomeno che non si deve soprattutto confondere con uno scorrimento costante dell'immagine in un senso o nell'altro.

Ciò fatto, due cose si devono considerare per la valutazione del tasso di fluttuazione del tasso di velocità, che sta all'origine della stabilità dell'oscillogramma: da una parte, la rapidità dello spostamento di quest'ultimo; dall'altra parte, l'ampiezza dello spostamento. È inutile dire che quanto più lievi saranno questi elementi, tanto meno grave sarà il tasso di modulazione del giradischi in esame. Per apprezzarlo, è perfettamente conveniente il metodo dei confronti, tuttavia non è possibile una valutazione quantitativa pura. Per poterla effettuare, è praticamente indispensabile avere a disposizione un giradischi di confronto.

D'altronde, l'esame uditivo parallelo non è da trascurare: infatti l'orecchio è sensibilissimo a variazioni di velocità di $2 \div 3$ Hz; a questo proposito, si ricordi in particolare che per una stessa ampiezza dello spostamento della sinussoide osservata, una fluttuazione di 0,5 Hz è meno percepibile per la metà di una fluttuazione dell'ordine di 2 Hz.

Queste sono cose, ben inteso, che solo l'esperienza può stabilire; analogamente una fluttuazione di velocità di 10 Hz sembra, all'orecchio, 4 volte meno intensa di un'altra a 2 Hz. Ma alla luce di due o tre prove comparative, il tecnico, anche il meno ferrato, sarà in grado di effettuare un giudizio validissimo e che non sarà per nulla in contraddizione coi risultati ottenuti con metodi alquanto più evoluti. (*)

9. - BIBLIOGRAFIA

E. Willchur: Measuring turntable rumble, wow and flutter-*Radio Electronics*, marzo-luglio 1965.

(*) Nota - Per condurre a buon fine le varie misure descritte in questo articolo, sono indispensabili dischi di frequenze. Si dovrà dare, nell'ordine, la preferenza ai tipi qui sotto riportati, che si trovano abbastanza facilmente sul mercato:

— CBS BTR150 / — CBS STR100: Questi due dischi hanno zone di riferimento a 1 kHz incise a 7 cm/sec di cresta.

— DECCA SXL 2075 velocità di registrazione 1,4 cm/sec di cresta, a 1 kHz.

dott. ing. Antonio Longhi

Amplificatore finale con transistori al silicio senza trasformatori*

Negli USA vengono usati, anche nel campo dell'elettronica per trattenimenti, in misura sempre più vasta, i transistori al silicio. La RCA, ad esempio, ha pubblicato, per questo argomento, una quantità di articoli con esempi particolareggiati di circuiti di tal genere.

Poichè i suddetti transistori sono reperibili anche da noi presso le ditte fabbricanti semiconduttori, vengono qui presentati due di questi circuiti amplificatori.

La fig. 1 rappresenta un amplificatore 10 W in classe AB. Il transistore T_1 di entrata montato in circuito convenzionale forma col suo circuito collettore-emettitore una resistenza regolabile, che si trova nella catena del partitore di tensione di base dei due transistori pilota T_2 e T_3. I due diodi 1N3754 nello stesso divisore di tensione presentano un comportamento alla temperatura tale da compensare il comportamento termico dei transistori di uscita e così stabilizzano il punto di lavoro degli stadi ad accoppiamento diretto, fino ad una temperatura di 70°C in cifra tonda.

L'inversione di fase per lo stadio finale si forma molto semplicemente mediante i due transistori complementari, tipo 40314 e tipo 40319 nello stadio pilota.

Essi vengono alimentati con la stessa fase mediante la corrente di base, tuttavia forniscono tensioni sfasate tra loro di 180° per lo stadio finale in controfase, parallelo coi due transistori

(*) *Funkscan*, n. 22, pag. 688.

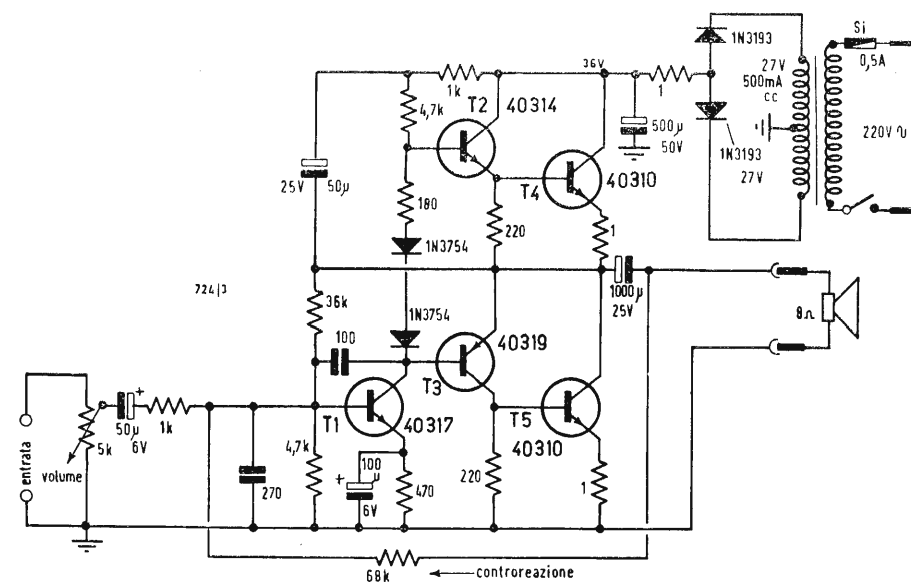



Fig. 1 - Amplificatore 10 W a transistori, con transistori RCA. Tutte le resistenze sono da 0,5W, se non diversamente specificato nello schema.

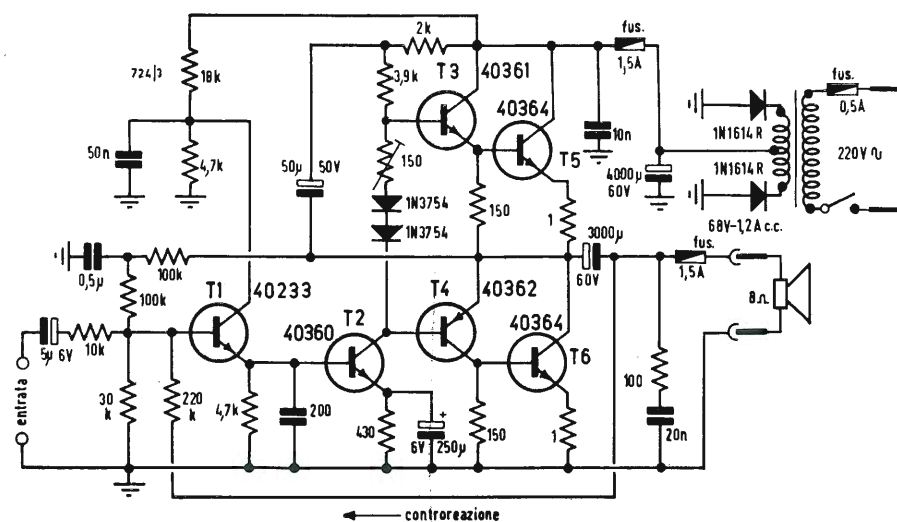



Fig. 2 - Amplificatore 20 W con transistori RCA. Col potenziometro regolatore 150 Ω nel circuito di base dei transistori 3 e 4 si fissa la corrente di riposo di 50 mA per lo stadio finale. I diodi di stabilizzazione 1N3754 sono disposti sulla piastra di raffreddamento dei transistori finali. La tensione a vuoto degli avvolgimenti secondari del trasformatore di alimentazione di rete deve essere 72 V.

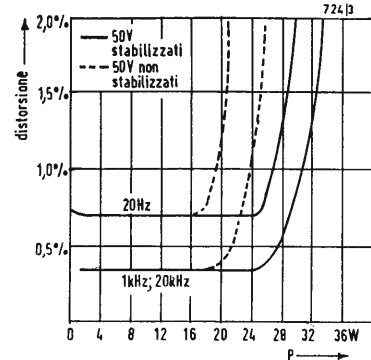



Fig. 3 - Con l'uso di un alimentatore stabilizzato l'amplificatore può essere ulteriormente caricato.

40310. Data l'eliminazione dei trasformatori pilota e di uscita, si riscontra una curva larghissima di risposta in frequenza. Si evitano introduzioni di ronzii e di rotazioni di fase; i costi sono minori. Una controreazione generale di 6 dB da luogo ad una curva di risposta che scende da 3 dB a 15 Hz e a 100 kHz. Il fattore di distorsione totale a 1 kHz e a 8 W di uscita è minore di 0,7%. L'amplificazione di potenza viene data per oltre 40 dB e in termini di tensione è indicata in 250 volte.

Prima di questo amplificatore finale vi è, si capisce, un preamplificatore microfonico o per fonorivelatore con i necessari circuiti compensatori di frequenza e con i regolatori di tono.

Lo schema di fig. 2 fornisce una potenza di uscita doppia, diciamo 20 W. Tale schema corrisponde nella sua costituzione fondamentale a quello di fig. 1 con l'aggiunta di uno stadio pilota complementare (T_3 e T_4) e dello stadio finale in controfase-parallelo (T_5 e T_6) in classe AB. Per generare la maggior potenza di pilotaggio è stato previsto anche un altro stadio preamplificatore con transistore T_1 (fig. 2) tipo 40233. Con ciò si ottiene già con 0,6 V_{eff} di tensione di entrata, la piena potenza di uscita. Il fattore di distorsione totale, a 1 kHz e per 20 W di potenza di uscita, è minore dello 0,4%.

Anche a 50 Hz e a 20 kHz le distorsioni rimangono inferiori allo 0,5% con la piena tensione di pilotaggio.

Molto suadenti sono le curve di fig. 3. Da questa risulta che, con l'uso di un alimentatore stabilizzato, si mantengono i minimi fattori di distorsione fino a potenze intorno a 24 W. Con un normale alimentatore, come quello di fig. 2, tali fattori aumentano, per contro, per le frequenze centrali ed alte, oltre 20 W. A frequenze bassissime (20 Hz), questo amplificatore può essere pilotato per dare perfino 16 W.

Vale la pena, quando si esiga l'alta qualità, o con grandi impianti, di adottare un alimentatore stabilizzato.

Distorsioni crescenti vengono spesso provocate dalla caduta della tensione di alimentazione nei picchi di modulazione. Perciò, in fig. 2 è già prescritto che la tensione secondaria del trasformatore di alimentazione di 72 V a vuoto, cada solo a 68 V col carico di 1,2 A. La tensione continua nominale è di 50 V. Del resto, l'alimentatore di fig. 2 è così dimensionato, che con esso si possono alimentare due amplificatori di questo tipo.

La curva di risposta in frequenza di questo amplificatore si estende da 15 Hz fino a 200 kHz con la caduta di solo 1 dB linearmente agli estremi; risultato questo, che può a stento essere raggiunto con amplificatori ad accoppiamenti a trasformatori. Ronzio e rumorosità restano 80 dB sotto la massima potenza di uscita. Bisogna anche fare attenzione al fusibile F3; esso fonderebbe quando l'uscita dovesse andare erroneamente in corto circuito, il che è notoriamente molto pericoloso con questi schemi, per i transistori finali.

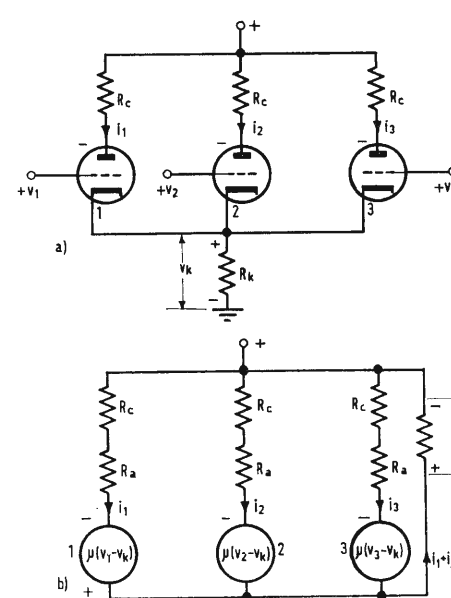



Fig. 1 - Matrice a tre triodi (a) e suo circuito equivalente (b).

Pietro Cornacchia

D - Nel N° 3 - 1967 de «l'antenna» rispondendo al Sig. G. Gabba, avete trattato la rivelazione XZ giungendo allo schema conclusivo di fig. 5 per il circuito di rivelazione e di matrice. Per completare l'argomento, potreste procedere al calcolo effettivo degli assi XZ e Z?

R - Avevamo di proposito tralasciato questo sviluppo per il suo carattere essenzialmente analitico. Considerando però che l'argomento, come interessa a Lei, può interessare anche ad altri lettori, riproduciamo il metodo di calcolo proposto da P. S. Carnt e G. B. Townsend.

Per calcolare gli assi X e Z bisogna dapprima analizzare il funzionamento del circuito della matrice a tre triodi riportato in fig. 1a, dove le resistenze di carico anodico R_c sono uguali e la resistenza comune di carico dei catodi è la R_K. Supposto che i tre triodi siano perfettamente simili, si può stabilire il circuito equivalente di fig. 1b, in cui μ è il fattore di amplificazione ed R_a è la resistenza anodica di ciascun triodo. Si noti che sebbene interessi il caso in cui v_2 sia uguale a zero, la simmetria del circuito e i relativi computi sono validi anche se v_2 è diverso da zero fino agli ultimi sviluppi del lavoro.

Nel circuito di fig. 1a, bisogna determinare i_1, i_2 e i_3 in funzione di v_1, v_2 e v_3 e delle costanti del circuito. La tensione del generatore equivalente del triodo 1 vale $\mu\ (v_1 - v_K)$ e deve uguagliare la caduta di tensione ai capi di R_K, R_c ed R_a. Allora

$\mu\ (v_1 - v_K) = v_K + (R_c + R_a)\ i_1$ da cui

$$(R_c + R_a)\ i_1 = \mu v_1 - (\mu + 1)\ v_K \quad (1)$$

Analogamente per gli altri due triodi, si può scrivere:

$$(R_c + R_a)\ i_2 = \mu v_2 - (\mu + 1)\ v_K \quad (2)$$

$$(R_c + R_a)\ i_3 = \mu v_3 - (\mu + 1)\ v_K \quad (3)$$

Queste relazioni forniscono le correnti anodiche in funzione della tensione v_K di catodo. Per trovare v_K si noti che $i_1 + i_2 + i_3 = \frac{v_K}{R_K}$; quindi sommando membro a membro le (1), (2) e (3), si ricava:

$$(R_c + R_a)\ \frac{v_K}{R_K} = \mu\ (v_1 + v_2 + v_3) - 3\ (\mu + 1)\ v_K, \quad \text{da cui}$$

$$v_K = \frac{\mu R_K\ (v_1 + v_2 + v_3)}{R_c + R_a + 3 R_K\ (\mu + 1)}$$

Sostituendo questo valore di v_K nella (1), si ottiene:

$$i_1 = \frac{\mu}{R_c + R_a} \times \left[v_1 - \frac{R_K\ (\mu + 1)\ (v_1 + v_2 + v_3)}{R_c + R_a + 3 R_K\ (\mu + 1)} \right]$$

Ponendo $A = \frac{(1 + \mu)\ R}{R_c + R_a + 3 R\ (1 + \mu)}$, la precedente diventa:

$$i_1 = \left[\frac{\mu}{R_c + R_a} \right] \times [v_1 - A\ (v_1 + v_2 + v_3)].$$

Analogamente per le altre due correnti, si perviene alle seguenti relazioni:

$$i_2 = \left[\frac{\mu}{R_c + R_a} \right] \times [v_2 - A\ (v_1 + v_2 + v_3)].$$

$$i_3 = \left[\frac{\mu}{R_c + R_a} \right] \times [v_3 - A\ (v_1 + v_2 + v_3)].$$

Nel nostro caso la griglia del triodo 2 è collegata a massa, per cui $v_2 = 0$.

Le tensioni di uscita sono:

tensione del triodo 1:

$$-\frac{\mu R_c}{R_c + R_a}\ [v_1 - A\ (v_1 + v_3)]$$

tensione del triodo 2:

$$-\frac{\mu R_c}{R_c + R_a}\ [-A\ (v_1 + v_3)]$$

tensione al triodo 3:

$$-\frac{\mu R_c}{R_c + R_a}\ [v_3 - A\ (v_1 + v_3)]$$

Si deve determinare v_1 e v_3, ciascuna di queste tensioni contiene entrambi i segnali differenze del rosso e del blu; allora dagli anodi dei triodi 1, 2 e 3 si ricavano i segnali r (R—Y) v (V—Y) e b (B—Y) rispettivamente, dove r, v, b sono fattori proporzionali ai rendimenti dei fosfori (valori caratteristici r = 1; v = 0,8; b = 0,6). Ne consegue:

$$-v_1 + A\ (v_1 + v_3) = \frac{(R_c + R_a)}{\mu R_c}\ r R_D \quad (4)$$

$$A\ (v_1 + v_3) = \frac{(R_a + R_c)}{\mu R_c}\ v V_D \quad (5)$$

$$-v_3 + A\ (v_1 + v_3) = \frac{(R_c + R_a)}{\mu R_c}\ b B_D \quad (6)$$

dove $R_D = (R—Y)$, $V_D = (V—Y)$ e $B_D = (B—Y)$.

E' noto che $0{,}59\ V_D = -0{,}30\ R_D - 0{,}11\ B_D$, per cui la (5) si può scrivere:

$$-A\ (v_1 + v_3) = \frac{(R_c + R_a)}{\mu R_c}\ v\ (pR_D + qB_D) \quad (7)$$

in cui $p = \frac{0{,}30}{0{,}59}$ e $q = \frac{0{,}11}{0{,}59}$, cioè $p = 0{,}508$ e $q = 0{,}186$.

La (7) significa che $(v_1 + v_3)$ deve contenere R_D e B_D nel rapporto p/q, cioè di 1 a 0,367. Ma sommando membro a membro la (4) con la (6) si ha:

$-(v_1 + v_3) + 2A\ (v_1 + v_3) = -(1 - 2A)$

$$(v_1+v_3) = \frac{(R_c+R_a)}{\mu R_c}(rR_D+bB_D) \quad (8)$$

la quale significa che (v_1+v_3) deve contenere R_D e B_D nel rapporto r/b. Si possono avere le uscite richieste solo se $\frac{r}{b} = \frac{1}{0,367}$.

Supponiamo, inoltre, che il rapporto di alimentazione del rosso e del blu sia 1/0,6. Ciò si può ottenere, tollerando un certo grado di interferenza. Allora dalla (8) si avrebbe un rapporto di R_D a B_D di 1 a 0,6, mentre dalla (7) si avrebbe un rapporto di R_D a B_D di 1 a 0,367. Per rendere uguali questi due rapporti (poichè le equazioni (7) e (8) devono essere soddisfatte simultaneamente) si deve aumentare il rapporto nella (8) aumentando il contenuto di R_D e riducendo il contenuto di B_D, ammettendo un termine βR_D di interferenza nell'uscita B_D del triodo 3, ed un termine $-\gamma B_D$ nell'uscita R_D del triodo 1. La (8) diventa:

$$(1-2A)(v_1+v_3) = -\left[\frac{(R_c+R_a)}{\mu R_c}\right][r(R_D-\gamma B_D)+b(B_D+\beta R_D)] \quad (9),$$

cioè (v_1+v_3) comporta il rapporto

$$\frac{R_D}{B_D} = \frac{r+b\beta}{b-r\gamma}.$$

Inoltre, diminuiamo il rapporto R_D/B_D nella (7). Ciò si può fare sia riducendo il contenuto di R_D, sia aumentando il contenuto di B_D.

Poichè p è maggiore di q e poichè si vuole la minima interferenza possibile, è meglio aumentare il contenuto di B_D (per es. p = 0,508 e q = 0,186). Se R_D venisse ridotto di, diciamo, 0,1, il rapporto R_D/B_D varierebbe da

$$\frac{0,508}{0,186} = 2,72 \quad \text{a} \quad \frac{0,408}{0,186} = 2,2.$$

Ma se si aumentasse B_D di 0,1, il rapporto R_D/B_D varierebbe da 2,72 a

$$\frac{0,508}{0,286} = 1,78;$$

ossia si dovrebbe fare una variazione più forte aumentando B_D (anzichè diminuire R_D). Ammettendo un termine interferenziale δB_D per l'uscita del triodo 2, la (7) diviene:

$$-A(v_1+v_3) = \left[\frac{(R_c+R_a)}{\mu R_c}\right] \times v[0,508\,R_D + (0,186+\delta)B_D] \quad (10)$$

che corrisponde al rapporto $R_D/B_D = \frac{0,508}{0,186+\delta}$.

I rapporti R_D/B_D delle equazioni (9) e (10) devono essere uguali, per cui:

$$\frac{r+b\beta}{b-r\gamma} = \frac{0,508}{0,186+\delta}.$$

Fig. 2 - Deduzione degli assi X e Z di rivelazione.

Se i rapporti di alimentazione desiderati sono r = 1, b = 0,6, si ha:

$$\frac{1+0,6\beta}{0,6-\gamma} = \frac{0,508}{0,186+\delta}$$

è questa la relazione fra i termini di interferenza. Evidentemente i termini interferenziali devono essere i minimi possibili, e ciò si verifica se $\gamma = \delta = \beta = x$. Allora

$$\frac{1+0,6x}{0,6-x} = \frac{0,508}{0,186+x}$$

e successivamente $0,6x^2 + 1,62x - 0,119 = 0$ perciò $x = -2,77$ o $x = 0,07$ (radici dell'equazione di 2° in x). Assumendo il più piccolo di questi due valori, si vede che i rapporti di alimentazione richiesti si possono ottenere, quando si accettino le seguenti uscite dei triodi: $R_D - 0,07\,B_D$ invece di R_D per il triodo 1, $-0,8\,(0,508\,R_D + 0,186\,B_D + 0,07\,B_D) = 0,8\,(V_D - 0,07\,B_D)$ invece di $0,8\,V_D$ per il triodo 2, $0,6\,(B_D + 0,07\,B_D)$ invece di $0,6\,B_D$ per il triodo 3.

Le relazioni (4), (7) e (6) divengono allora:

$$-v_1 + A(v_1+v_3) = \frac{(R_c+R_a)}{\mu R_c}(R_D - 0,07\,B_D) \quad (11)$$

$$-A(v_1+v_3) = \frac{(R_c+R_a)}{\mu R_c}\,0,8\,(0,508\,R_D + 0,256\,B_D) \quad (12)$$

$$-v_2 + A(v_1+v_3) = \frac{(R_c+R_a)}{\mu R_c}\,0,6\,(B_D + 0,07\,R_D) \quad (13)$$

Sostituendo la (12) nella (11), si ha:

$$v_1 = -\frac{(R_c+R_a)}{\mu R_c}(1,406\,R_D + 0,135\,B_D) \quad (14)$$

Sostituendo la (12) nella (13), si ha:

$$v_3 = -\frac{(R_c+R_a)}{\mu R_c}(0,448\,R_D + 0,805\,B_D) \quad (15)$$

Ora si deve dedurre v_1 e v_3 dalla rivelazione sincrona della subportante. Supponiamo di ricavare v_1 rivelando col guadagno g_1 lungo un asse sfasato di Θ_1 dall'asse $-(R-Y)$, mentre v_3 sia ricavato per rivelazione con guadagno G_3 lungo un asse sfasato di Θ_3 dall'asse $-(R-Y)$, come indica la fig. 2. Occorre che entrambi gli assi di rivelazione siano contenuti nel 3° quadrante, poichè in ogni caso si ha a che fare con grandezze negative di (R—Y) o di (B—Y).

L'uscita del rivelatore 1 è:

$$-G_1\cos\Theta_1 R_D - G_1\operatorname{sen}\Theta_1\frac{B_D}{1,78} = -\frac{(R_c+R_a)}{\mu R_c}(1,406\,R_D + 0,135\,B_D),$$

ma

$$\frac{\operatorname{sen}\Theta_1}{1,78\cos\Theta_1} = \frac{\operatorname{tg}\Theta_1}{1,78} = \frac{0,135}{1,406}$$

da cui $\operatorname{tg}\Theta_1 = 0,175$, ossia $\Theta_1 = 9,5$; e

$$G_1 = \frac{1,406\,(R_c+R_a)}{\mu R_c\cos A_1} = 1,43\frac{(R_c+R_a)}{\mu R_c}$$

L'uscita del rivelatore 3 è:

$$-G_3\cos\Theta_3 R_D - G_3\operatorname{sen}\Theta_3\frac{B_D}{1,78} = -\frac{R_c+R_a}{\mu R_c}(0,448\,R_D + 0,805\,B_D),$$

ma

$$\frac{\operatorname{sen}\Theta_3}{1,78\cos\Theta_3} = \frac{\operatorname{tg}\Theta_3}{1,78} = \frac{0,805}{0,448}$$

da cui $\operatorname{tg}\Theta_3 = 3,2$, ossia $\Theta_3 = 72,5°$, e

$$G_3 = \frac{0,448\,(R_c+R_a)}{\mu R_c\cos\Theta_3} = 1,49\frac{(R_c+R_a)}{\mu R_c}.$$

Si noti che il rapporto richiesto dei guadagni dei rivelatori è $\frac{1,43}{1,49} = 0,96$.

Gli assi di rivelazione Θ_1 e Θ_3 sono definiti come assi $-X$ e $-Z$ rispettivamente.

La costante $A = \frac{R(1+\mu)}{R_c+R_a+3R(1+\mu)}$ definisce l'alimentazione verde secondo l'equazione (12). Si può calcolarla sommando membro a membro le relazioni (14) e (15) e sostituendo il valore di (v_1+v_3) nella (12). La (14) e la (15) forniscono:

$$v_1+v_3 = -\frac{(R_c+R_a)}{\mu R_c}(1,854\,RD + 0,94\,B_D),$$

sostituendo nella (12):

$(1,854\,R_D + 0,94\,B_D)\,A = 0,4064\,R_D + 0,2048\,B_D$, perciò

$$A = \frac{0,4064\,R_D + 0,2048\,B_D}{1,854\,R_D + 0,94\,B_D} = 0,22.$$

Per un dato tipo di triodo e per un carico R_c assegnato, il richiesto valore di A può essere determinato con un'opportuna scelta della resistenza di catodo R_K.

Si noti che i valori $\Theta_1 = 9,5°$ e $\Theta_3 = 72,5°$ sono stati calcolati con l'ipotesi che siano presenti uguali percentuali di interferenza nelle tre uscite dei segnali differenze di colore.

Un altro metodo di calcolo è quello di far sì che gli angoli di errore siano uguali, di modo che nella fig. 4 della precedente risposta riportata nel N. 3/67 della nostra rivista gli angoli fra il vettore 1 ed (R—Y), fra il vettore 2 e 0,8 (V—Y) e fra il vettore 3 e 0,6 (B—Y) siano tutti uguali.

L'uso della relazione

$$\frac{1+0,6\beta}{0,6-\gamma} = \frac{0,508}{0,186+\delta}$$

permette di calcolare in modo che gli errori angolari siano uguali; il valore comune di questi errori è circa 7°. In questo caso $\Theta_1 = 9°$ e $\Theta_3 = 69°$ approssimativamente. Questi valori sono molto vicini a quelli degli assi di rivelazione con eguali percentuali di interferenza sopra calcolati ($\Theta_1 = 9,5°$ e $\Theta_3 = 72,5°$).

E' interessante notare che l'interferenza può essere evitata completamente, applicando un opportuno segnale alla griglia del triodo 2. Inoltre è possibile fare in modo che questo segnale v_2 sia una frazione del segnale v_3.

Allora, nell'ipotesi di $v_2 \neq 0$, e assumendo rapporti di alimentazione 1/0,8 e 1/0,6 per *r* a *v* a *b*, le relazioni (4), (5) e (6), dopo essere state sommate insieme per poter eliminare $v_1 + v_2 + v_3$, divengono:

$$\frac{\mu R_c}{R_a+R_c}(1-3A)\,v_1 = (1-2,405\,A)(-R_D) + 0,45\,A\,(-B_D) \quad (16)$$

$$\frac{\mu R_c}{R_a+R_c}(1-3A)\,v_2 = (1,81\,A-0,405)(-R_D) + (0,9\,A-0,15)(-B_D) \quad (17)$$

$$\frac{\mu R_c}{R_a+R_c}(1-3A)\,v_3 = 0,595\,A\,(-R_D) + (0,6-1,35\,A)(-B_D) \quad (18).$$

Ora, scegliendo opportunamente la costante A, è possibile rendere il rapporto R_D/B_D nella (17) uguale a quello della (18).

Risolvendo l'equazione

$$\frac{1,81A-0,405}{0,9A-0,15} = \frac{0,595A}{0,6-1,35A},$$

si trova A = 0,245.

La soluzione $A = \frac{1}{3}$ è inadatta.

Ponendo $C = \frac{\mu R_c}{R_c+R_a}(1-3A)$, le precedenti relazioni diventano:

$Cv_1 = 0,41\,(-R_D) + 0,11\,(-B_D)$
$Cv_2 = 0,04\,(-R_D) + 0,07\,(-B_D)$
$Cv_3 = 0,146\,(-R_D) + 0,27\,(-B_D)$

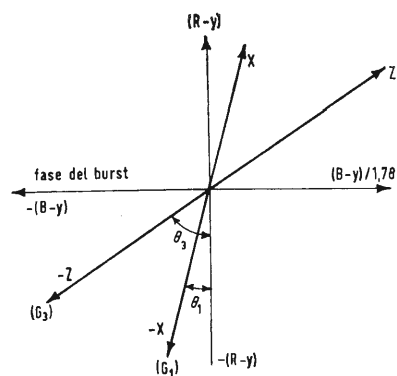
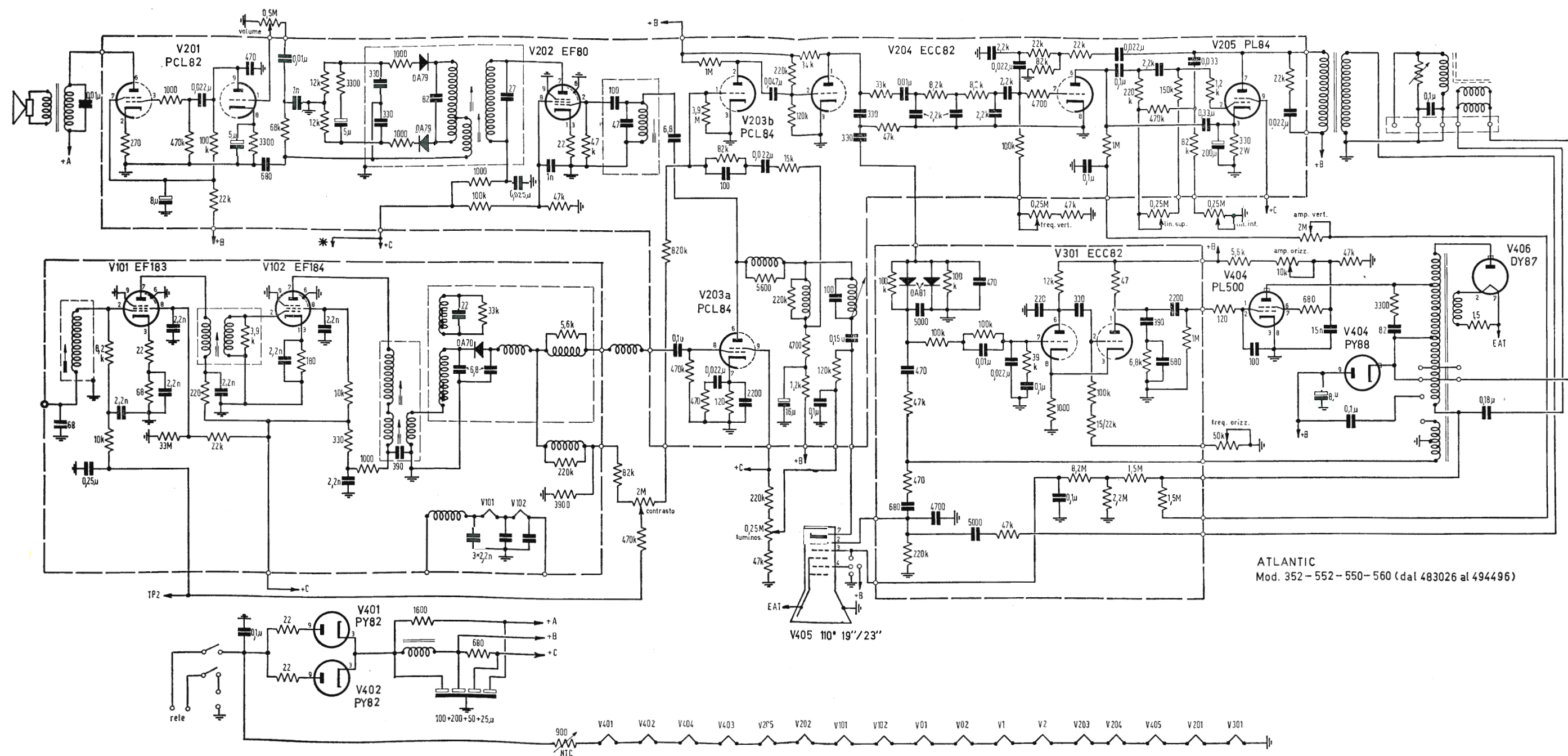
dalle quali risulta $0,27\,Cv_3 = 0,04\,(-R_D) + 0,07\,(-B_D) = Cv_2$.

Perciò applicando la frazione 0,27 del segnale presente sulla griglia del triodo 3, alla griglia del triodo 2, si ottengono esattamente le richieste uscite dei triodi e cioè R_D, $0,8\,V_D$ e $0,6\,B_D$.

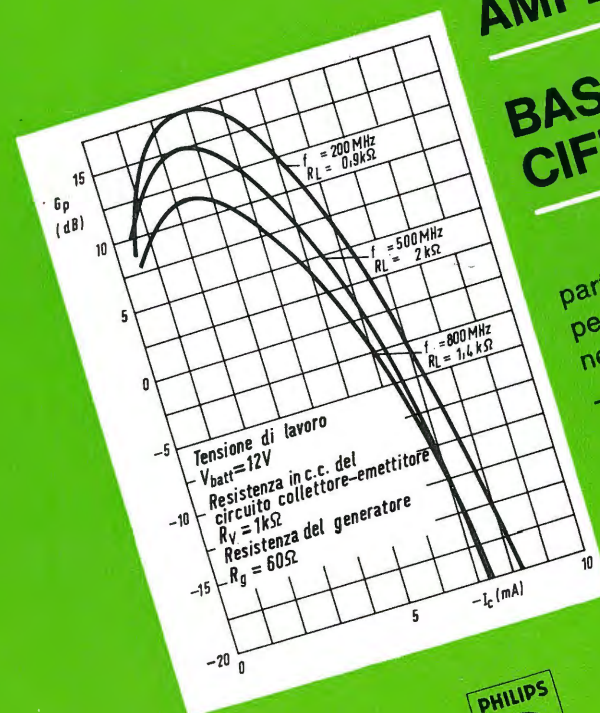
Allora, per un decodificatore completo, si richiedono due rivelatori sincroni per ottenere v_1 e v_2; occorre anche una semplice matrice resistiva per ricavare v_2 da v_3.

Si trova che gli assi di rivelazione occorrenti per v_1 e v_3 sono $\Theta_1 = 25,5°$ e $\Theta_3 = 73°$, in ritardo rispetto a $-(R-Y)$. I guadagni relativi richiesti sono $\frac{G_1}{G_3} = 0,9$.

Schema elettrico del radioricevitore GRUNDIG mod. Transonette 70a

TELEVISORE ATLANTIC

Mod. 352 - 552 - 550 - 560

Schema elettrico del ricevitore di TV ATLANTIC mod. 352 - 552 - 550 - 560

AF 139
MESATRANSISTOR
AL GERMANIO
PNP
PHILIPS
ELEVATA AMPLIFICAZIONE
BASSA CIFRA DI RUMORE
particolarmente adatto
per impieghi
nelle bande VHF e UHF
Amplificazione di potenza a 800 MHz = 11,5 dB
Cifra di rumore a 800 MHz con R_g = 60 Ω = 7 dB
Frequenza di taglio per |β| = 1 > 500 MHz
G_p (dB)
f = 200 MHz R_L = 0,9 kΩ
f = 500 MHz R_L = 2 kΩ
f = 800 MHz R_L = 1,4 kΩ
Tensione di lavoro
V_{batt} = 12V
Resistenza in c.c. del circuito collettore-emettitore
R_V = 1kΩ
Resistenza del generatore
R_g = 60Ω
$-I_c$ (mA)
PHILIPS S.p.A.
Reparto Elettronica
Milano - P.zza IV Novembre, 3
Tel. 69.94 (int. 194)
PHILIPS

HEATHKIT® 1967

IN - 21

IN - 11

IN - 12

IN - 22

SCATOLA DI CAPACITA' A TRE DECADI

Ideale per i casi in cui occorra una particolare precisione, come ad esempio le prove mediante sostituzione, gli interventi sui circuiti sintonizzati, sui circuiti a ponte, sui circuiti di filtro, ecc. Il dispositivo permette di disporre, mediante selezione a commutatori, di valori capacitivi compresi tra 100 pF e 0,111 μF, in scatti di 100 pF ciascuno, tutti con precisione all'1%. Impiega condensatori di precisione a mica, aventi una tensione nominale continua di lavoro pari a 350 volt, e 500 volt intermittente. I commutatori sono del tipo in ceramica. Misura cm 18 di larghezza, 10 di altezza e 12,5 di profondità. - **Mod. IN-21,** peso 1,35 kg.

SCATOLA DI RESISTENZE A SEI DECADI

Apparecchio di particolare valore per le applicazioni di laboratorio come moltiplicatore, come « shunt », come resistenze in sostituzione, o come braccio di ponte per C.C. o per C.A. Si presta all'impiego unitamente alla scatola di condensatori IN-21, nelle applicazioni in cui occorra disporre di una gamma assai ampia di valori, per creare provvisoriamente filtri del tipo RC. La scatola fornisce qualsiasi valore di resistenza compreso tra 1 e 999.999 ohm. E' possibile aggiungere o sottrarre un ohm nei circuiti critici con una precisione compresa tra lo 0.5 e l'1%. Il pannello è inclinato per comodità di impiego. Misura cm. 18 di larghezza, 12,7 di altezza e 17 di profondità. - **Mod. IN-11,** Peso 1,35 kg.

SCATOLA DI SOSTITUZIONE DI RESISTENZE

Ideale per l'impiego nei laboratori di riparazione, comoda ed economica. Questo apparecchio permette la scelta mediante commutatori di un qualsiasi dei 36 valori standardizzati E.I.A., con precisione del 10%, compresi tra 15 ohm e 10 Megaohm. Un interruttore a levetta permette di passare dalla gamma alta alla gamma bassa. Si presta particolarmente per la determinazione sperimentale dei valori resistivi più adatti. Racchiuso in un elegante involucro di bachelite che misura cm 14,5 di lunghezza, 7,7 di larghezza e 7,5 di altezza. - **Mod. IN-12,** peso 0,45 kg.

SCATOLA DI SOSTITUZIONE DI CONDENSATORI

Questo apparecchio è particolarmente utile per le prove di sostituzione, nei casi in cui si sospetta che un condensatore sia difettoso. Il commutatore permette di scegliere uno qualsiasi dei 18 valori standardizzati E.I.A., compresi tra 0,0001 e 0,22 μF. Tutti i condensatori sono adatti ad una tensione di lavoro di 600 volt, ad eccezione dei 3 più piccoli adatti ad una tensione di 500 volt, e dei 2 più grandi adatti ad una tensione di 400 volt. Munito di cavetti della lunghezza di 46 cm. L'involucro misura cm 14,5 di lunghezza, 7,7 di larghezza e 7,5 di altezza. - **Mod. IN-22,** peso 0,450 kg.

Organizzazione commerciale di vendita esclusiva:

LARIR International s.p.a.

VIALE PREMUDA N. 38/A - **MILANO** - TELEFONI N. 795762 - 795763 - 780730

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO-UMBRIA-ABRUZZI: Soc: **FILC RADIO** — ROMA — Piazza Dante, 10 — Tel. 73.11.351
EMILIA-MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** — BOLOGNA — Via S. Carlo, 7 — Tel. 22.58.58
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** — LIVORNO — Via Cogorano, 10/12 — Tel. 34.492
CAMPANIA-BASILICATA-PUGLIE-CALABRIA: Ditta **D. MARINI** — Napoli — Via Duomo, 254 — T. 32.07.73